tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 53 nr. 3 1988

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260 AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en -verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

LIDMAATSCHAP
Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris
Het lidmaatschap staat open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 60,- per jaar.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT
Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt fl. 60,-. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

ELECTRONICA IN DE GELUIDSTUDIO

René van Broekhoven

RBS/The Producers Workshop - Rotterdam

Toen ik enige tijd geleden werd gevraagd om een verhaal af te steken voor het gezelschap dat ik hier nu voor me zie, heb ik me natuurlijk afgevraagd : hoe kun je een groep puur-technische mensen nou 40 minuten bezig houden ? Met techniek. Uiteraard. Maar dan ? Aangezien ik denk dat u hier met z'n allen aan techniek meer informatie aan boord heeft, dan ik in 40 dagen zou kunnen uitladen, heb ik gekozen voor een 'toepassingsverhaal'

Met andere woorden, wat zijn de technieken die in de geluidstudio's van tegenwoordig worden gebruikt ?
Ik wil proberen er een overzicht van te geven, op een aantal punten nader in te gaan en (als de tijd dat toelaat) zou ik graag nog wat voorbeelden laten horen en zien.

ORIENTATIE

Wat is een geluidstudio ?
Vandaag de dag is die vraag namelijk moeilijker te beantwoorden dan ooit. Geluidsopnamen worden gemaakt door een steeds groter wordende groep van mensen, onder uiterst gevarieerde omstandigheden. Als ergens de doe-het-zelf gedachte wordt uitgedragen is het wel in dit vakgebied. Dat kan ook. Er zijn geen bepaalde vestigingseisen en de benodigde hardware is in meer dan voldoende mate voorhanden.

HISTORIE

Dat was vroeger bepaald anders.
De eerste geluidsopnamen dateren van voor de eeuwwisseling en de naam van Edison is hier onlosmakelijk mee verbonden. De eerste praktische toepassing van geluid en de registratie daarvan vinden we binnen de omroep en we moeten daarvoor terug naar de twintiger jaren. De wasrol was het medium en het zou tot na de tweede wereldoorlog duren voor we een beter middel hadden gevonden, dat op grote schaal toepasbaar bleek. Dat was de grammofoonplaat en we kunnen vandaag de dag zien hoe de laatste dagen van dit medium worden geteld. Hoe lang het zilveren bierviltje (ik heb het nu over CD) stand zal houden weten we niet, laat staan dat er iets zinnigs te zeggen zou zijn over de kansen van DAT-recording. Waarschijnlijk zal in de toekomst het geluidsopslagmedium ontdaan zijn van alle bewegende delen. Solid state geheugens zijn het meest waarschijnlijke.

PROCEDURE

Hoe ging dat opnemen van, b.v. een orkest met een vocalist in zijn werk ?
Simpel, dat in ieder geval. Ergens in de ruimte waarin het orkest stond opgesteld werd een mikrofoon geplaatst. Die plek was behoorlijk kritisch. Daarvandaan namelijk moest je alle onderdelen van het orkest en de vocalist in de juiste muzikale balans kunnen waarnemen. Ik kan u vertellen dat dit geen eenvoudig karwei is, mensen die DAT konden waren goed betaalde vaklui. Specialisten. Waarschijnlijk liepen ze daarom wel rond in die prachtige witte laborantenjassen.

In ieder geval was het zo, dat elke verkeerd gespeelde noot onherroepelijk werd vastgelegd. Als er teveel fouten werden gemaakt moest alles door iedereen worden overgespeeld. Dat daarmee de spanning binnen het orkest tot grote hoogte op kon lopen, lijkt me duidelijk.

Vaak stond de opnametechnicus in dezelfde ruimte als waar zich het orkest bevond. Naderhand pas kreeg men door dat je die beter in een aparte ruimte kon zetten. Op die manier was het mogelijk een geluidsindruk te krijgen, die niet werd verstoord door het, laten we maar zeggen, "live geluid". Bovendien kon hij zich op die manier ongeveer voorstellen hoe het geluid straks in de huiskamer zou klinken; aangezien hij zelf nu ook op luidsprekerweergave was aangewezen.

De techniek van multi-mikrofoonopnamen kon pas worden ingevoerd, toen we eenmaal wisten hoe je meerdere audio-signalen met elkaar kon vermengen. In de laatste jaren voor de tweede wereldoorlog werd die ontwikkeling pas afgerond. In de eerste tien jaar na de oorlog werd alle research gericht op het verbeteren van de opname- en vooral de weergave kwaliteit. Zo'n 20 jaar na de oorlog is de consument er een stuk beter op geworden.
Mono heeft plaats gemaakt voor stereo, er is muziek beschikbaar op redelijk klinkende grammofoonplaten en zelfs op de cassette. Maar in de geluidstudio is alles nog steeds bij het oude. Geluid wordt opgenomen naar één of twee sporen en de experimenten van Philips met een z.g. drie-sporenrecorder worden met achterdocht bekeken.
Toch was dat een hele vondst. Op die manier kon namelijk eerst het hele orkest in stereo worden opgenomen, waarna de vocalist er in mono als het ware "bij" kon worden gezet. Maakte het orkest een fout, was de vocalist daar niet de dupe van en andersom, aangezien het geheel in gescheiden opname-sessies werd opgenomen.

MULTITRACK

De techniek van meerdere sporen, of zoals de Engelsen dat noemen : "multitrack", was eigenlijk het voortborduren op een gedachte die niet nieuw was : al in 1942 experimenteerde de Amerikaanse gitarist Les Paul met zijn z.g. "sound-on-sound" technieken en maakte zo onnavolgbaar bespeelde platen met Mary Ford.
Het is de verdienst van de producenten van popmuziek geweest dat de huidige multitracktechniek zich zo snel heeft kunnen ontwikkelen. In 1966 maakten de Beatles "Seargent Pepper" een millon-

seller die met behulp van twee gekoppelde 4-sporen Studer machines was opgenomen. Een jaar later verscheen de eerste vier-sporenrecorder, en weer later de 8-, 16- en tenslotte de 24-sporen machine, waarvan het eerste exemplaar pas in 1972 in Nederland in de studio's verscheen.

De 24-sporenmachine maakt gebruik van 2" band en het is dit formaat waarop alle studio's in de hele wereld zich in de daaropvolgende jaren hebben gestandaardiseerd. Er zijn ooit plannen geweest het sporen-aantal uit te breiden maar dat stuitte op bezwaren bij het ontwerpen van de koppenset, waarlangs de band tijdens opname wordt gevoerd. Bij een bandbreedte van 3" bleek het niet meer mogelijk een strakke bandloop en daarmee een goed band/kopkontakt te garanderen.
Wilde men dus meer dan 24-sporen gebruiken dan moesten twee machines electronisch worden gekoppeld. Dat kon met een z.g. 'synchroniser', die tijd-codepulsen op één van de sporen van beide banden met elkaar vergeleek en zo de machines in de pas hield. Zo kon men dus beschikken over 2 x 24 - 2 = 46 sporen. Dit was verder uitbreidbaar, door er gewoon meer multi-trackmachines bij te zetten en dat gebeurde dan ook.
Paul McCartney schijnt zo ooit 4 machines te hebben verkoppeld; de gemiddelde grote geluidstudio heeft niet meer dan één, hoogstens twéé machines in huis.

De voordelen van multitrack nog even op een rij :

* er kan met meerdere signaalbronnen worden gewerkt, die naar aparte sporen kunnen worden gevoerd.
  Tenzij er akoestische overspraak tussen de bronnen aanwezig was, kunnen alle sporen (en dus "partijen") opnieuw worden ingespeeld of via het z.g. 'indub-proces' worden gestroomlijnd.

* de hele band hoeft nu niet meer gelijk in te spelen. Vaak wordt eerst de z.g. ritme-basis gedaan, daarna eventuele strijkers- en blazerspartijen, dan de solo-instrumenten en tenslotte de solo- en bijzang.

* van de opnamen kunnen meerdere mixages worden aangemaakt,
  wat kan leiden tot betere controle over het eindprodukt.

Voor de goede orde :

Populaire muziek wordt voor bijna 100% met behulp van meer-sporentechniek gemaakt. Maar bij het maken van 'klassieke' muziekopnamen is er nog steeds het bekende 'stereo paar' mikrofoons, dat ergens boven het hoofd van de dirigent de muzikale balans van het orkest registreert. Als er al meersporentechniek wordt gebruikt, dient die slechts om een aantal zorgvuldig geplaatste extra-mikrofoons (spot mics of ondersteuningsmikrofoons) te registreren.

DIGITAAL

Halverwege de jaren zeventig was een ander oud concept uitgewerkt : de digitale of PCM-registratie. Philips was met dit idee al in de begin van de jaren '60 aan de slag gegaan. Het schijnt dat men de CD toen technisch al had kunnen maken, maar de produktie ervan heeft opgeschort om de ontwikkeling van de compactcassette veilig te stellen. Hoe dan ook, digitale techniek is in allerlei technieken druk bezig het 'analoog' te verdringen, dus ook in audio. Anno 1988 is de CD in opmars en worden steeds meer studio's uitgerust met digitale machines. Voorlopig overwegend masterrecorders; het aantal studio's dat in digitale multitrackrecorders investeert is, althans in Nederland, vrij gering. De oorzaak hiervoor moet worden gezocht in de hoge investeringskosten en niet te vergeten de slechte uitwisselbaarheid, vanwege twee bestaande hoofdsystemen : DASH, geen wasmiddel maar : Digital Audio Stationary Head, dat wordt ondersteund door fabrikanten als Studer en Sony. Daarnaast Prodigy, waarvoor fabrikanten als Mitsubishi en Otari hebben getekend. Toch moeten we aannemen dat de digitale techniek binnen tien jaar in de grote geluidstudio zal zijn geïntegreerd. En niet alleen als medium voor registratie.

RANDAPPARATUUR

Als er iets is dat de moderne geluidsopnamestudio onderscheidt van die van een aantal decennia terug, dan is dat wel de grote hoeveelheid randapparatuur. Z.g. 'black boxes' die allemaal een klein stukje van de behandeling van het audiosignaal voor hun rekening nemen.

U ziet hier een opsomming, ik zou niet willen beweren dat hij helemaal compleet is, er komt elke dag wel iets bij.

Een aantal apparaten regelt het <u>werkniveau</u>, de dynamiek of de klankstruktuur van het signaal :

* compressor/limiters/clippers
* levelers/duckers
* expander/gates
* de-essers (de z.g. selektieve limiters)
* aural exciters
* equalizers
* ruisonderdrukkings-units

Andere apparaten bewerken de <u>tijdsbasis</u> van het signaal :

* galm- en delay units
* flanger/phasers
* harmonizers/pitch shifters

De apparaten die ik u heb genoemd zijn op de markt verschenen in de zestiger en zeventiger jaren en zijn grotendeels uitontwikkeld. Ze vormen zo'n beetje de basis-uitrusting van de moderne geluidstudio.
Maar de ontwikkeling staat niet stil. De tachtiger jaren brachten zaken als geluidsbemonstering en klanksysnthese, synthesizers en samplers dus. De in de jaren '70 ontwikkelde analoge synthesizer wordt op dit ogenblik uit de markt geduwd door de digitale synthesizer die met zijn klankrijkdom en hoge geluidskwaliteit een groot deel van de moderne muziekproduktie bepaalt. Helaas is het zo dat veel van deze techniek nog steeds wordt ingezet als surrogaat voor bestaande natuurlijke klanken. Slagwerk, violen, blazers, ja zelfs een vleugel zit tegenwoordig onder de knop, of de toets zo u wilt.

Dit heeft voor- en nadelen :

* steeds meer mensen worden geprikkeld tot het maken van muziek en de kreatiefsten onder hen zijn in staat hun gebrek aan speltechniek te compenseren met vindingrijkheid.

* steeds minder mensen kunnen met steeds minder instrumenten toe om een totaal muziekprodukt te maken. Het complete orkest zit immers in één zwarte bak met twee houten zijkantjes ...

maar :

* steeds meer mensen ook conformeren zich aan de trend-van-het-moment en zadelen de muziekindustrie op met niets dan voorspelbare produkties.

* steeds minder muzikanten kunnen het zich veroorloven oud te worden met het instrument dat ze leerden bespelen. Daarnaast is er de afnemende aandacht voor het akoestische instrument. Het slagwerk en de piano staan steeds vaker ongebruikt in de studio's.

Een ding is zeker :

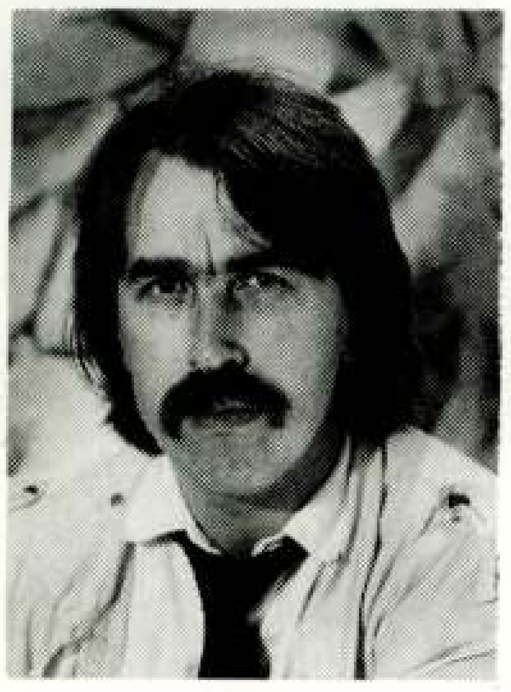
* als toetsenspeler zit je goed !

OVERWEGING

Knoppen beheersen al jarenlang het leven van de technicus. Sinds enige jaren is de muzikant aan de beurt. De electronica bepaalt de klank van zijn spel, de manier waarop dat wordt geregistreerd, bewerkt, uitgebracht en beluisterd. En in veel gevallen zal de computer zelfs het spelen van hem overnemen.

Kwantiteit beheerst de muziekindustrie meer dan ooit tevoren. Het gaat slecht met de platenverkoop, dus moet er meer in minder tijd en uiteraard voor minder geld worden geproduceerd. De techniek is daar volkomen op toegesneden. Men kan bij dit alles slechts hopen, dat de uiteindelijke kwaliteit daarmee niet naar de knoppen gaat. Dit kleine stukje filosofie moest ik nog even aan u kwijt.

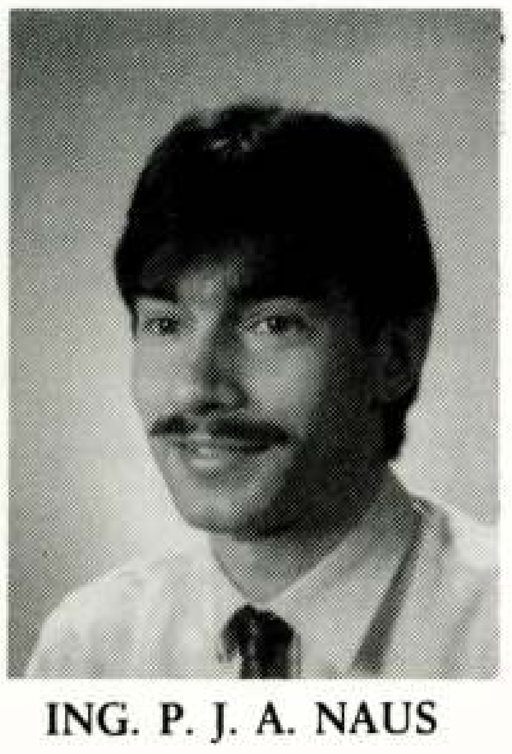
Voordracht gehouden tijdens de 357e werkvergadering.



R. VAN BROEKHOVEN



DR. IR. D. DE VRIES



ING. P. J. A. NAUS

NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(357ste werkvergadering)
AUDIO ENGINEERING SOCIETY, NETHERLANDS SECTION.

UITNODIGING

voor de werkvergadering op **dinsdag 23 februari 1988** in **collegezaal C** van **het Aula gebouw** van de **Technische Universiteit Delft, Mekelweg, Delft.**

THEMA: AUDIO EN ELECTRONICA.

PROGRAMMA:

09.30 uur:	Ontvangst en koffie.
10.00 uur:	**PROF. IR. O. W. MEMELINK EN ING. A. BALSTER;** PRESENTATIE VAN DE ACTIVITEITEN VAN HET NERG EN DE AES.
10.15 uur:	**R. VAN BROEKHOVEN,** (RBS, Rotterdam); ELECTRONICA IN DE GELUIDSSTUDIO.
10.55 uur:	Koffie.
11.20 uur:	**IR. C. R. DE GRAAF,** (Philips Consumer Electronics, Eindhoven); DIGITALE RADIO OMROEP VIA SATELLIET.
12.00 uur:	Vederprijs uitreiking.
12.15 uur:	Lunch.
13.45 uur:	**IR. C. L. C. KNIBBELER,** (Philips Nat. Lab. Eindhoven); AUDIO-SIGNAAL VERWERKING IN AUTO'S AANGEPAST AAN SPECIFIEKE EIGENSCHAPPEN EN ACHTERGROND LAWAAI.
14.25 uur:	**DR. IR. D. DE VRIES,** (Technische Universiteit Delft); RECENTE ONTWIKKELINGEN RONDOM HET „ACOUSTIC-CONTROL" SYSTEEM IN HET AUDITORIUM VAN DE TECHNISCHE UNIVERSITEIT DELFT. NA AFLOOP VAN DE LEZING IS ER EEN DEMONSTRATIE.
15.05 uur:	Thee.
15.30 uur:	**ING. P. J. A. NAUS,** (Philips Nat. Lab., Eindhoven); 1-BIT AD-DA CONVERSIE VOOR DIGITAAL GELUID.

Aanmelding voor de lezingen dient te geschieden vóór 13 februari door middel van de aangehechte kaart gefrankeerd met **55 cent.** Reservering voor de lunch vindt slechts plaats als vóór 13 februari een bedrag van fl. 15.00 is ontvangen op postrekening 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam onder vermelding van „AUDIO" NERG- en AES-leden en studenten hebben gratis toegang. Niet leden dienen een entree-prijs van fl. 15.00 te betalen.

Namens de samenwerkende verenigingen,
DR. IR. A. J. VINCK, NERG,
DR. IR. K. A. SCHOUHAMER IMMINK, AES,
Tel. 040 - 473672 / 742221.

Eindhoven, januari 1988.

ACHTERGRONDEN, PRINCIPES EN TOEPASSINGEN VAN HET "ACOUSTICAL CONTROL SYSTEM" (ACS)

Dr.ir. D. de Vries en Prof. dr.ir. A.J. Berkhout
Technische Universiteit Delft
Vakgroep Akoestiek, Fakulteit der Technische Natuurkunde

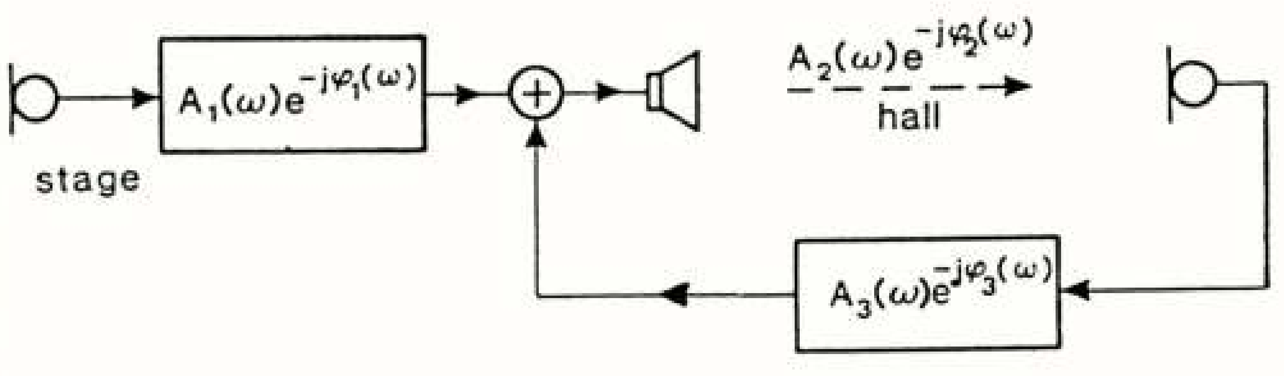
Summary

In multi-functional halls, variable acoustics are desired to meet the requirements for all types of performance. Electro-acoustics is the proper approach to realize this goal. The Acoustical Control System ACS aims at reconstructing the sound field of an 'ideal' hall in a defective real hall through arrays of microphones and loudspeakers which are interconnected by a matrix of electronic delays and filters. The system is not based on acoustical feedback, so that this detrimental effect (causing coloration or even hawlback) can be reduced to any safe level without affecting the system performance. Principles, backgrounds and applications of ACS will be discussed in this paper.

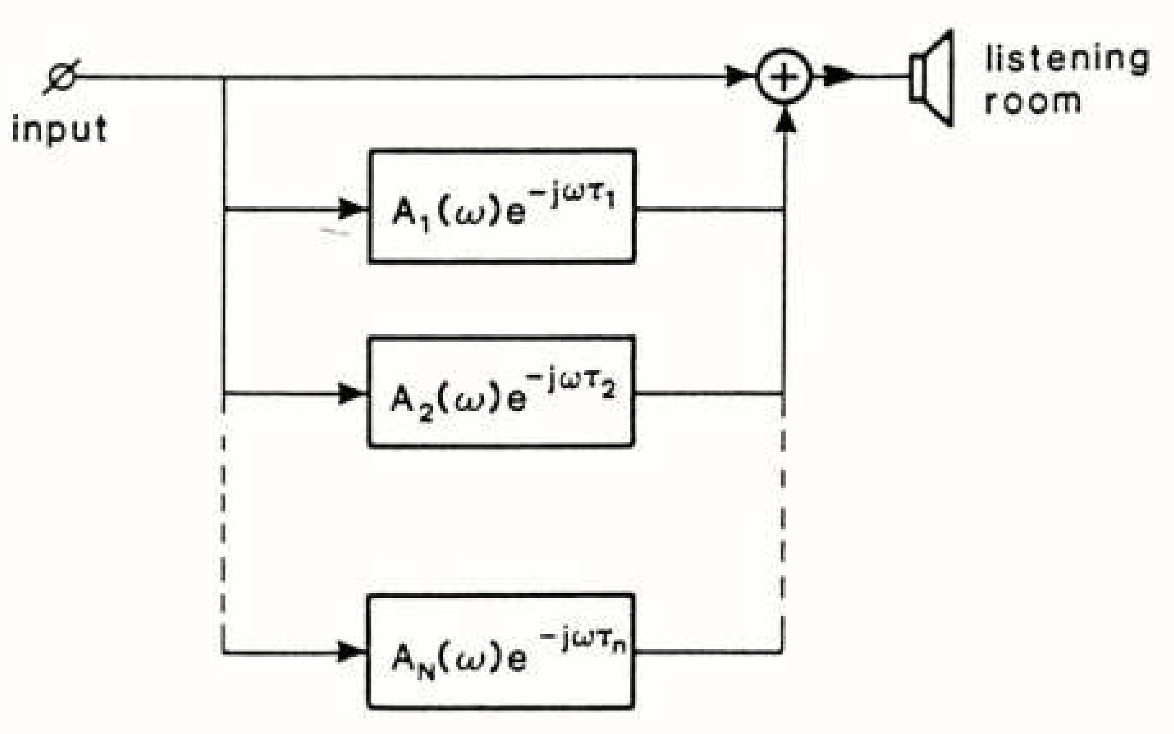
1. Inleiding

Er zijn - en worden - veel zalen gebouwd waarvan de akoestiek voor muziekuitvoeringen als 'te droog' wordt ervaren. Soms is de oorzaak dat de architekt aan zijn esthetische creativiteit uiting geeft ten koste van een optimale akoestiek. Vaker is de oorzaak dat de zaal multi-functioneel moet worden gebruikt, d.w.z. voor verschillende doeleinden die verschillende akoestische condities vereisen. Dan is, ook in geval van optimale samenwerking tussen architect en akoesticus, slechts een akoestisch compromis haalbaar.

Een alternatief is het creëren van variabele akoestiek, waarbij de condities aan het gebruiksdoel kunnen worden aangepast. In principe kan dit worden gerealiseerd door bouwkundige maatregelen (verplaatsbare panelen e.d.), maar zulke ingrepen zijn vaak architectonisch onaanvaardbaar, weinig flexibel en relatief duur. Veel interessanter is het om variabele akoestiek tot stand te brengen m.b.v. elektro-akoestische voorzieningen die de architectuur nauwelijks aantasten en waarbij, met behulp van digitale regelelektronica, de verandering van de akoestiek gerealiseerd kan worden met een simpele "druk op de knop".



Figuur 1:
Principe van één kanaal van een elektro-akoestisch nagalmsysteem gebaseerd op akoestische terugkoppeling; de podiummicrofoon is facultatief. De akoestische "communicatie" tussen microfoons en luidsprekers in het galmveld is essentieel voor de werking van het systeem.



Figuur 2:
Principe van één kanaal van een elektronisch systeem ter generatie van "nagalmstaarten". De elektronische vertragingen tussen input(s) en luidsprekers is essentieel voor de werking van het systeem.

Het streven naar elektro-akoestische nagalmverlenging en -versterking is zeker niet nieuw. Sinds de jaren zestig zijn er verschillende meerkanaals systemen ontwikkeld, gebaseerd op akoestische terugkoppeling; het principe is geïllustreerd in fig. 1. Om kleuring (of zelfs rondzingen) te vermijden moet de kringversterking $A_2(\omega)A_3(\omega)$ beperkt worden (zie b.v. Franssen, 1968) en daarmee ook de prestatie van het systeem: het ontstaan van de reflecties die tezamen het galmveld vormen is immers op deze kringversterking gebaseerd. In de praktijk blijken deze systemen weinig flexibel te zijn, ze hebben bescheiden prestaties en de prijzen liggen hoog, o.m. omdat zo veel kanalen nodig zijn om de gewenste nagalmtijden en -niveaus te realiseren.

Tegenwoordig zijn er ook audio-systemen, waarbij een "nagalmstaart" wordt gecreëerd d.m.v. elektronische signaalvertragingen, als geschetst in fig. 2. Vaak worden zulke systemen, in 4- of 6-kanaals versies, gebruikt om bij het beluisteren van platen of CD's een passende akoestische entourage te simuleren. Van akoestische terugkoppeling is hierbij geen sprake. Maar ook indien het signaal van een in de kamer aanwezige akoestische bron via een (gerichte) microfoon door het systeem zou worden bewerkt ("vergalmd"), kan de akoestische terugkoppeling tot een minimum worden beperkt zonder de prestatie negatief te beïnvloeden: de opbouw van het reflectiepatroon is gebaseerd op elektronische vertragingen en niet op akoestische terugkoppeling. Tot nu toe zijn applicaties vooral op de huiskamer gericht.

De filosofie achter ACS is principieel anders, zoals hieronder zal worden uiteengezet.

2. Concept van ACS

Het "Acoustical Control System", ontwikkeld door Electronica Griffioen B.V. in nauwe samenwerking met de TU Delft, wil de akoestische condities in multifunctionele zalen op een zo flexibel mogelijke manier aan het gebruiksdoel aanpassen en daarbij aan de architect zoveel mogelijk vrijheid laten: ACS verhoogt de mogelijkheden voor zowel de architect als de akoesticus. Dit wordt bereikt op een manier die in fig. 3 schematisch is aangegeven. De akoesticus "ontwerpt" een "ideale" zaal waarvan de akoestische eigenschappen optimaal zijn voor een gegeven gebruiksdoel. Dat wil zeggen dat hij de vorm, het volume en de absorptiecoëfficiënten van deze denkbeeldige zaal zodanig specificeert dat, volgens de fysisch- akoestische wetten, de relevante akoestische parameters als nagalmtijd (of early decay time), direct-galmverhouding en laterale energiefractie aan gestelde criteria voldoen. Hij kan bij deze specificatie kwalitatief te werk gaan, dan wel gebruik maken van com puterprogramma's voor golfveld- of pulsresponsiesimulatie die het geluidveld meer kwantitatief beschrijven. Ook kunnen de resultaten van metingen in akoestisch goede zalen het uitgangspunt vormen. Vervolgens wordt het driedimensionale geluidveld in de "ideale" zaal, waarvan de temporele èn spatiële eigenschappen door bovengenoemde parameters zijn gespecificeerd, in de ACS processor gesimuleerd en daarna, met de microfoonsignalen als bron, gereconstrueerd in de door de architect gerealiseerde zaal. Het correct uitvoeren van het drie-voudige proces "specificeren, simuleren en reconstrueren" wordt volledig beschreven door de theorie van de "akoestische holografie".

In het vereenvoudigde schema van fig. 3 wordt de terugkoppeling tussen luidsprekers en microfoons in de werkelijke zaal, rechtstreeks en via wandreflecties, verwaarloosd. Dit is in eerste benadering gerechtvaardigd, omdat:

1. in ACS van gerichte microfoons en luidsprekers wordt gebruik gemaakt (zie par. 4);
2. ACS doorgaans in "droge" ruimten wordt toegepast, zodat de zaalreflecties zwak zijn t.o.v. de door ACS gegenereerde.

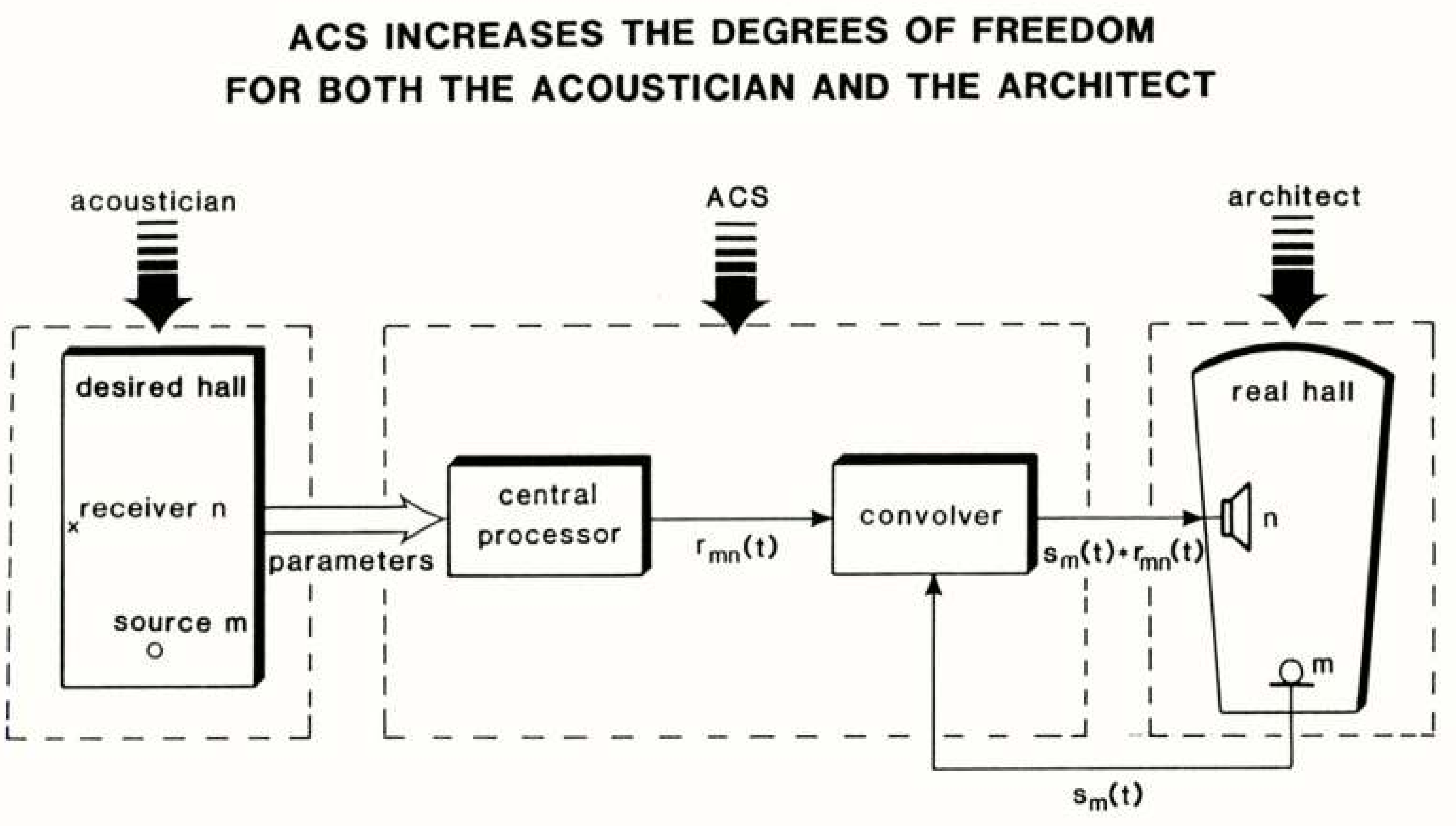
In een later stadium van het researchprogramma rond ACS zullen, bij de programmering van de processor, ook de akoestische parameters van de werkelijke zaal in beschouwing worden genomen.

3. Opbouw van ACS

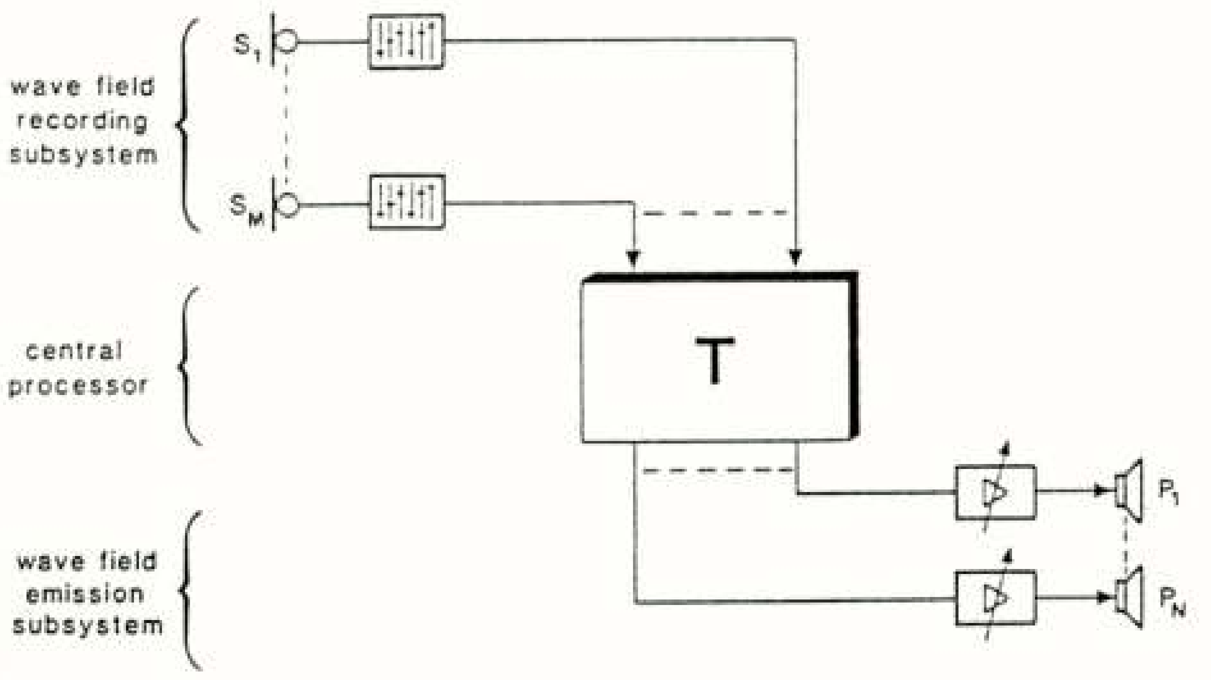
Het "Acoustical Control System" is opgebouwd uit 3 delen (fig. 4):

1. Het opname-subsysteem (de microfoons met voorversterkers en equalizers)
2. De centrale processor
3. Het weergave-subsysteem (de luidsprekers met eindversterkers).

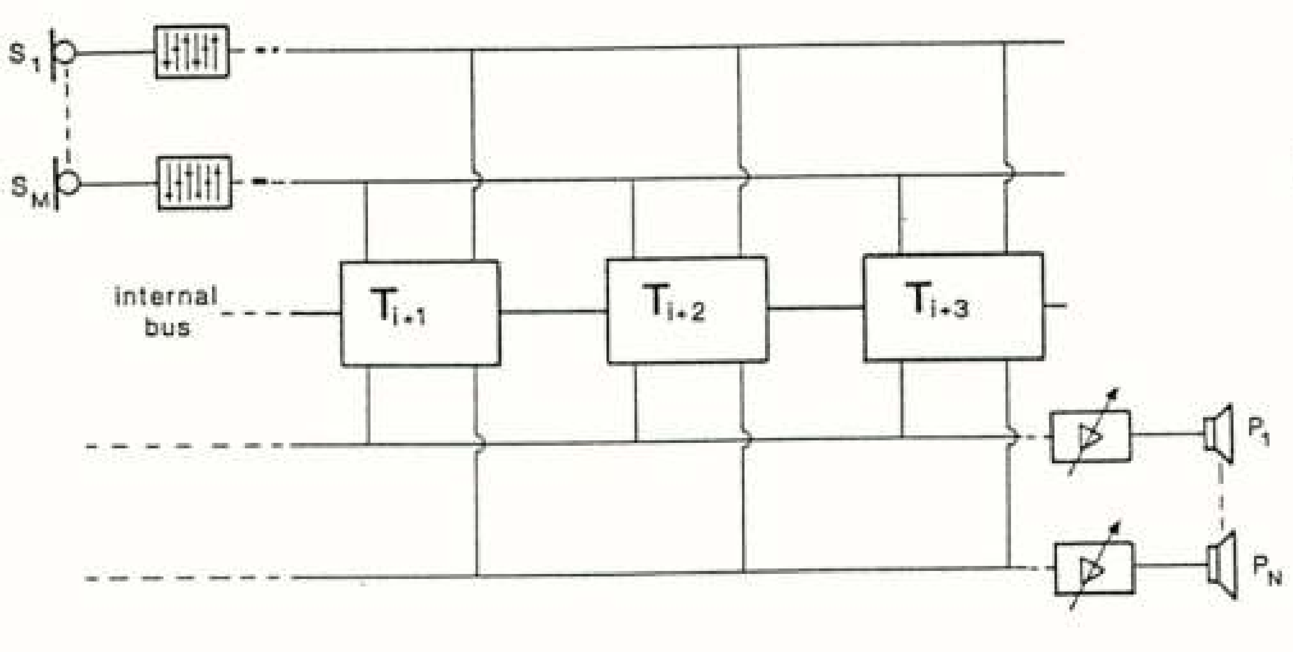
De microfoons en de luidsprekers moeten een rechte frekwentiekarakteristiek bezitten over het gehele audiogebied, en richtingskarakteristieken die afhangen van hun configuratie in een gegeven zaal. De luidsprekers en hun eindversterkers behoeven overigens niet veel vermogen te leveren (orde 40 W): ACS is geen versterkingssysteem maar een reconstructiesysteem!



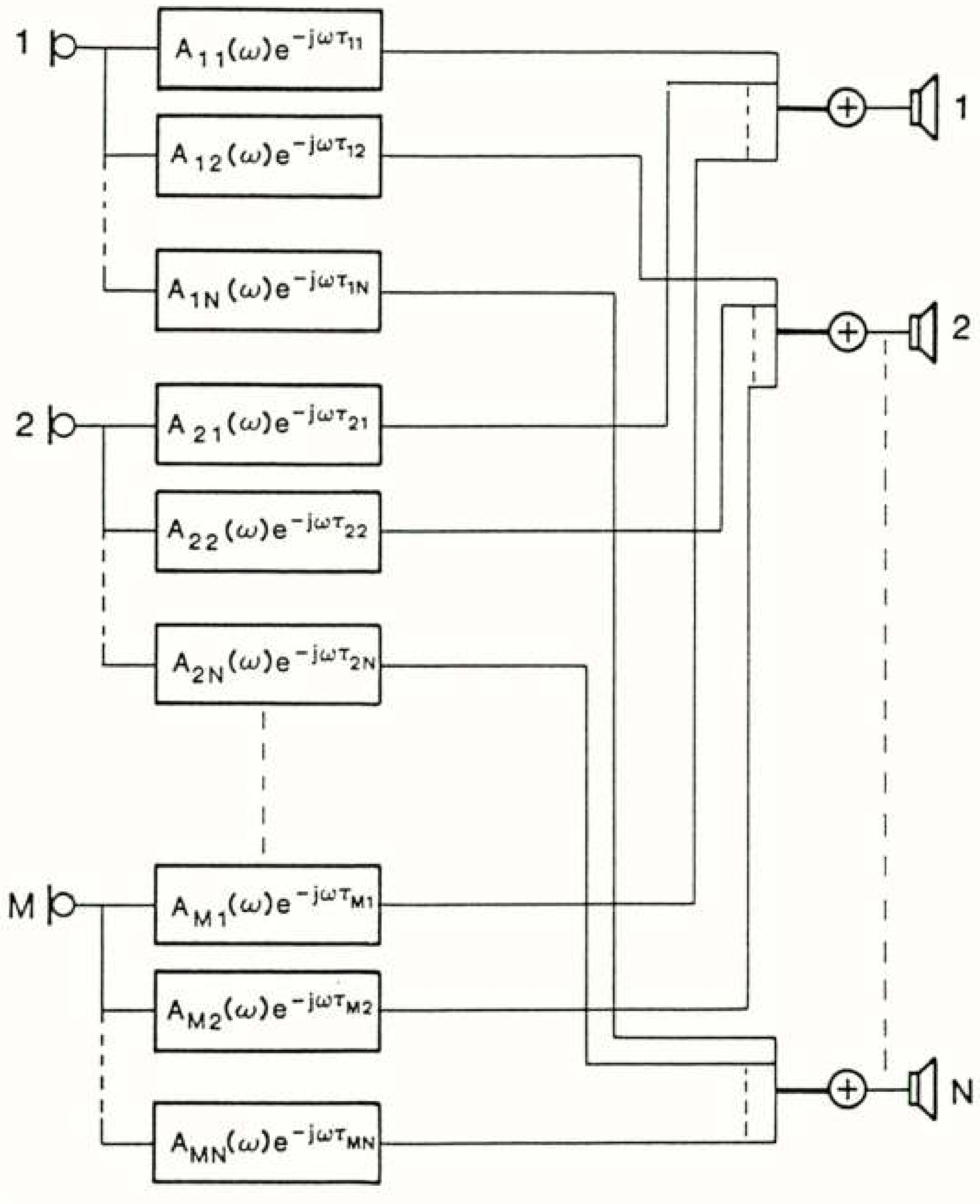
Figuur 3:
Illustratie van het concept van ACS: "akoestische holografie".



Figuur 4:
Opbouw van ACS uit drie subsystemen, waarbij matrix **T** de overdrachtsfunkties tussen microfoons en luidsprekers specificeert, zoals opgeslagen in de centrale processor.



Figuur 5:
Schematische opbouw van de centrale processor uit reflectie simulatie eenheden.



Figuur 6:
Schema van één reflectie simulatie eenheid.

Wanneer het systeem M microfoonsignalen als input heeft - te schrijven als inputvector $\vec{S}$ met M elementen - en N luidsprekersignalen als output - te schrijven als outputvector $\vec{P}$ met N elementen - is de werking van de centrale processor te beschrijven door een overdrachtsmatrix $\mathbf{T}$ met MxN elementen, zodat (zie fig. 4)

$$\vec{P} = \mathbf{T}\vec{S}. \qquad (1)$$

We kunnen de overdrachtsfuncties tussen de microfoons en de luidsprekers, die de elementen van de matrix vormen, beschrijven in het tijddomein zoals in de vorige paragraaf, maar ook - na Fourier transformatie - in het frekwentiedomein. Dit heeft voordelen omdat voor ACS de overdrachtsfuncties doorgaans in oktaafbanden worden bepaald. De overdracht tussen microfoon m en luidspreker n wordt dan gegeven door matrixelement t_{mn}:

$$t_{mn}(\omega) = A_{mn}(\omega)e^{-j\phi_{mn}}. \qquad (2)$$

De centrale processor wordt opgebouwd door een aantal reflectie simulatie eenheden, die door een interne bus met elkaar zijn verbonden (zie fig. 5). Elke r.s.e. genereert één vertraagd signaal tussen (in principe) elk microfoon-luidspreker paar; zie fig. 6. We kunnen voor één r.s.e. dus schrijven:

$$\phi_{mn} = \omega\tau_{mn}. \qquad (3)$$

Verschillende r.s.e.'s kunnen b.v. worden gebruikt voor:

- vroege reflecties op het podium;
- vroege laterale reflecties in de zaal;
- n^e-orde reflecties in de zaal, waarbij de maximale waarde van n afhangt van de maximaal gewenste nagalmtijd.

4. ACS en akoestische terugkoppeling

Omdat, net als de systemen volgens het principe van fig. 2, ACS niet op akoestische terugkoppeling is gebaseerd, wordt er naar gestreefd deze terugkoppeling zo klein mogelijk te maken. Daardoor kan, anders dan bij de systemen volgens het principe van fig. 1, de nagalmtijd d.m.v. ACS significant worden verlengd zonder dat kleuring optreedt. De akoestische terugkoppeling in ACS wordt geminimaliseerd door:

1. veel direct geluid en relatief weinig galm op te nemen (veel microfoons op en rond het podium);
2. gerichte microfoons toe te passen;
3. gerichte luidsprekers toe te passen (gericht op het publiek);
4. de matrixelementen van de centrale processor in de tijd te laten variëren.

5. Ontwerpen, bouwen, installeren en inregelen van ACS

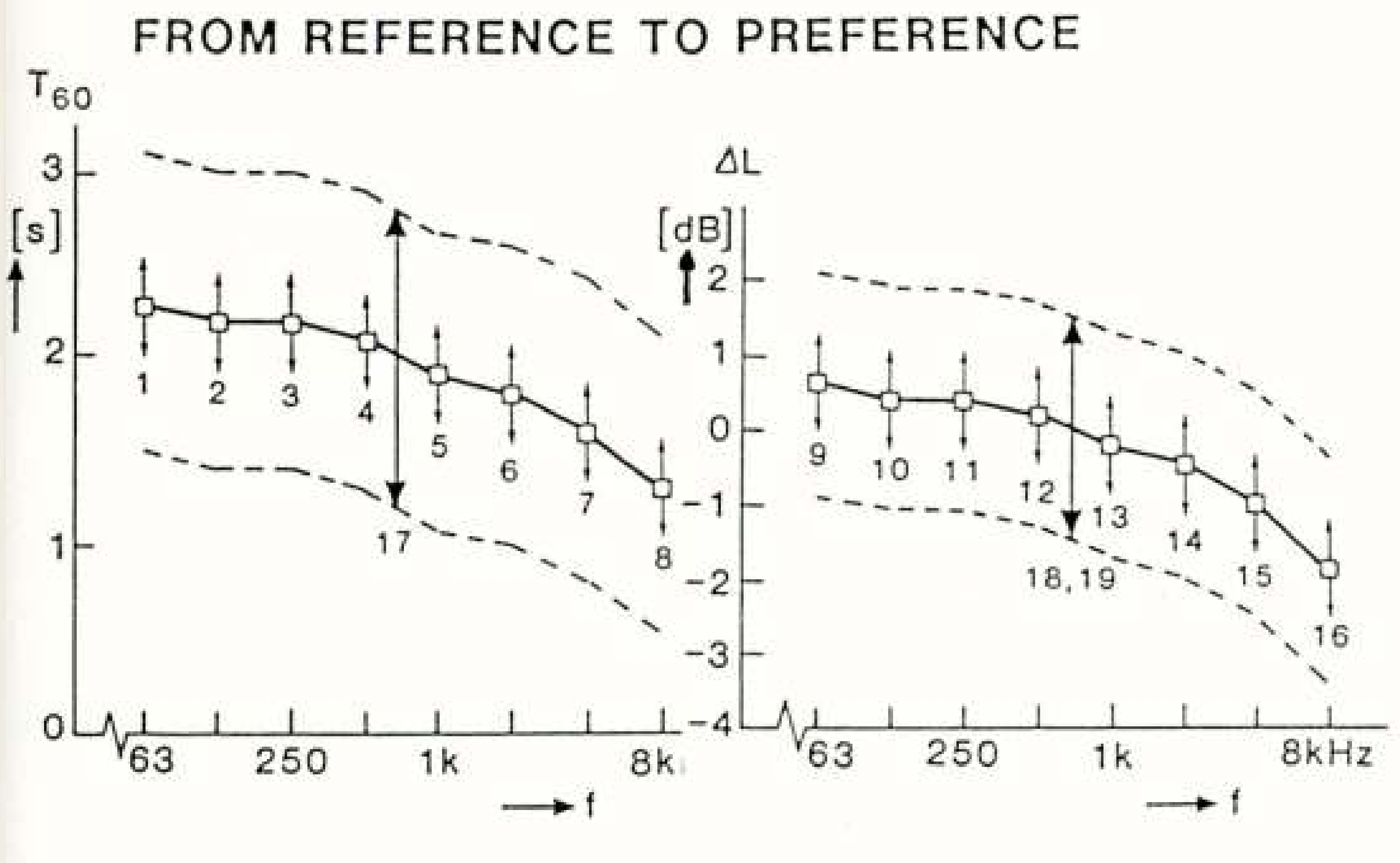
Realisatie van een ACS-configuratie vindt plaats in onderstaande 8 stappen:

1. Analyse van de akoestiek in de bestaande of ontworpen zaal.
2. Specificatie van de gewenste akoestiek (in geval van een multifunctionele zaal: de gewenste variaties rond een referentie- akoestiek).
3. Bepaling van aantal en posities van microfoons en luidsprekers; specificatie van de matrixelementen van de centrale processor.
4. Bouw en voorprogrammering van het systeem.
5. Installatie van het systeem.
6. Inregeling van het systeem, zodanig dat de gewenste (referentie-) akoestiek inderdaad wordt gerealiseerd ("calibratie").
7. Variatie van de systeemparameters zodat, uitgaande van de referentieakoestiek, een aantal voorkeursinstellingen wordt verkregen in overeenstemming met de diverse gebruiksdoelen ("van referentie naar preferentie").
8. Opslag van de voorkeursinstellingen in het ACS-geheugen, waaruit ze m.b.v. een simpel druktoetssysteem kunnen worden opgeroepen.

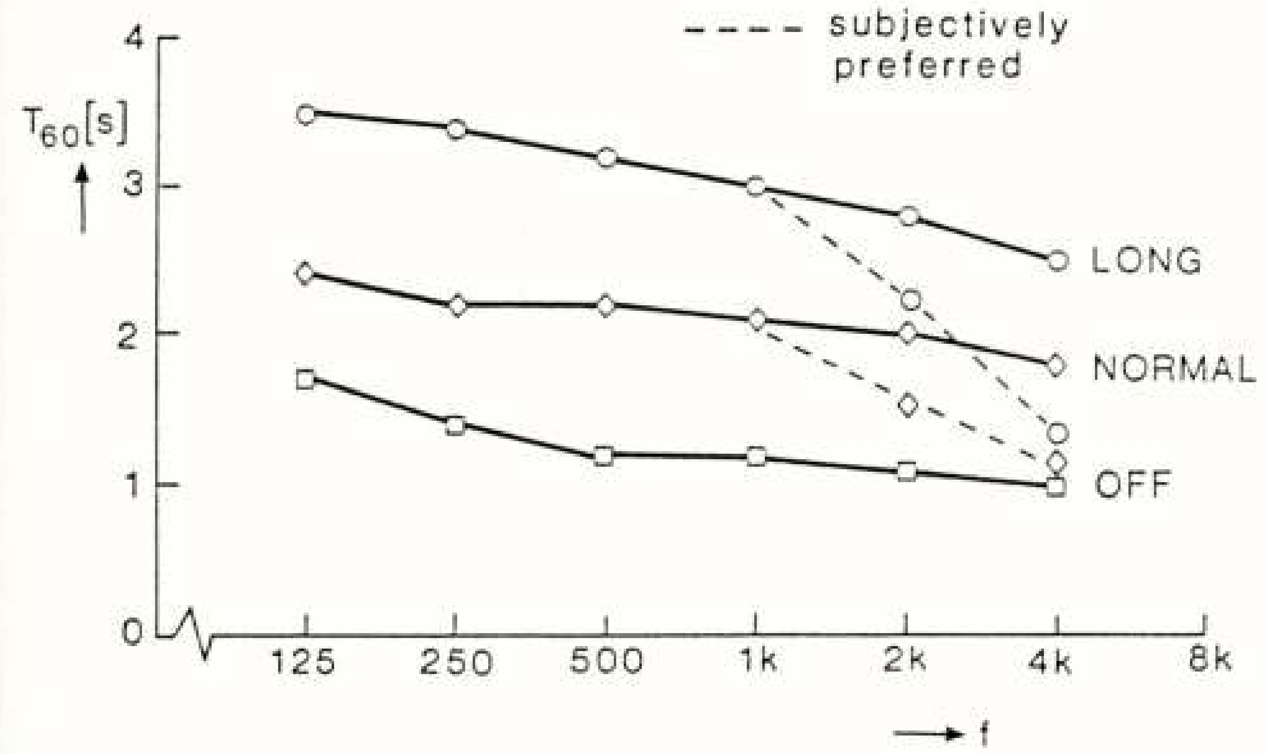
Voor het maken van de voorkeursinstellingen kunnen 19 systeemparameters worden gevarieerd (fig. 7):

- 1 - 8: de nagalmtijden in de oktaafbanden van 63 Hz tot 8 kHz;
- 9 - 16: de geluiddrukniveau's in deze oktaafbanden;
- 17 : de schaalfactor van de totale nagalmkarakteristiek;
- 18 : de ingangsversterking van alle microfoons;
- 19 : de uitgangsversterking van alle luidsprekers.

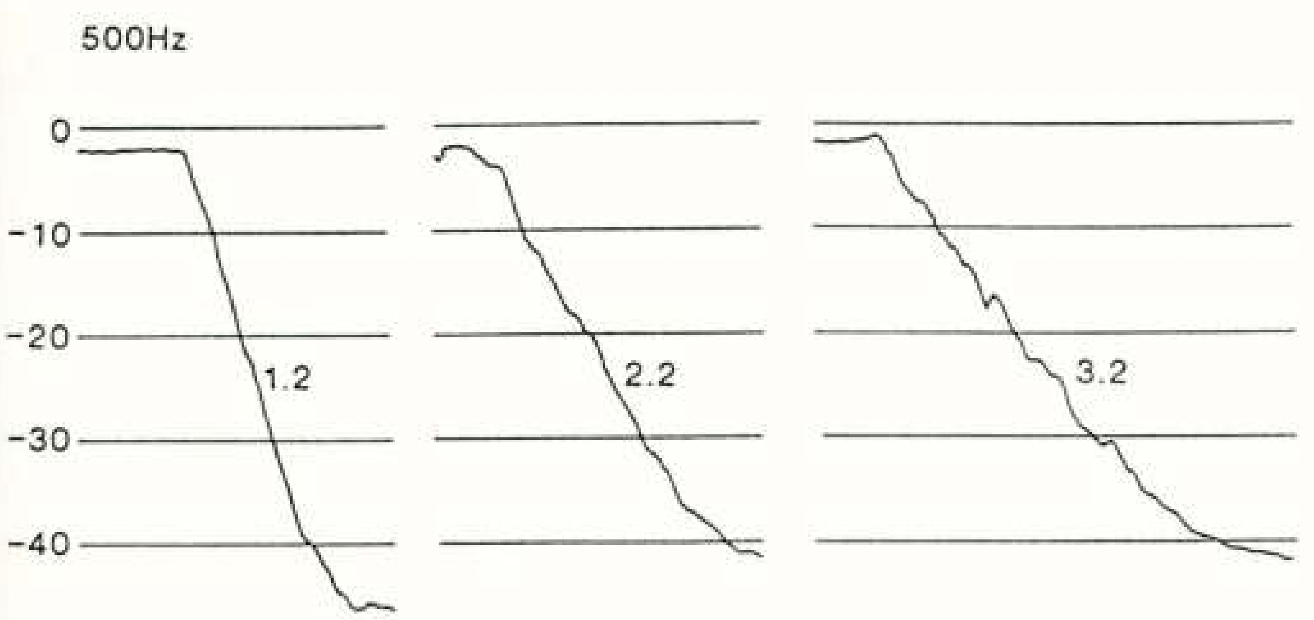
Iedere parameter kan worden gevarieerd in 16 stappen.



Figuur 7:
Illustratie van de inregelprocedure van ACS.



Figuur 8:
Nagalmkarakteristieken van het auditorium der TU Delft, met en zonder ACS (twee versies van twee voorkeursinstellingen).



Figuur 9:
Nagalmcurven voor de oktaafband van 500 Hz, gemeten in het auditorium der TU Delft, met en zonder ACS.

6. Diverse ACS-modellen

ACS configuraties bestaan uit elke gewenste combinatie van 4 verschillende onafhankelijke modules:

1. zaal-galmmodule
   Voor de realisatie van een gewenst galmveld in de zaal, waarbij ook gestreefd wordt naar een maximale "ruimtelijkheid". Bij zalen met diepe balkons zal het veelal nodig zijn om meerdere galmmodules toe te passen.

2. podium-reflectiemodule
   Voor de realisatie van de gewenste reflecties op het podium, waarbij gestreefd wordt naar optimale samenspelcondities voor musici.

3. spraakmodule
   Voor de ondersteuning van spraak, waarbij gebruik wordt gemaakt van één of meer PA-microfoons.

4. theatermodule
   Voor de ondersteuning van spraak zonder gebruik te maken van PA-microfoons (het geluid wordt opgepakt door een aantal microfoons boven het podium).

7. Het Delfts Akoestisch Research Systeem

Het ACS-systeem dat is aangebracht in het auditorium der TU Delft bevat alle vier bovengenoemde modules. Het is bovendien gekoppeld aan een IBM-werkstation, dat niet alleen de systeemparameters regelt, maar ook wordt gebruikt t.b.v. de akoestische research die met het systeem wordt verricht. Om dit laatste aspect te benadrukken heeft het Delftse systeem de naam DARS gekregen: Delfts Akoestisch Research Systeem.

Het auditorium heeft van nature de nagalmkarakteristiek die is weergegeven als onderste kromme in fig. 8; de nagalmtijd T_{60} voor de middenfrekwenties is ca. 1,2 seconde. In deze omstandigheden is de zaal geschikt voor gesproken woord, zij het dat versterking van het spraakniveau met behulp van een PA-systeem gewenst is. Met gebruikmaking van de spraakmodule van ACS kan op alle plaatsen een goede spraakverstaanbaarheid worden bereikt: de Speech Transmission Index (STI) heeft waarden van 0.6 of meer.

Als criteria voor de referentie-instelling werden de nagalmtijden en bijbehorende galmniveau's van het Amsterdamse Concertgebouw gekozen.

Hiervan uitgaande zijn diverse voorkeursinstellingen afgeleid, voornamelijk aan de hand van luisterproeven door ervaren luisteraars (musici, akoestici). In eerste instantie werden voor een "normale", resp. "lange" muziekinstelling de nagalmkarakteristieken gekozen die in fig. 8 door volle lijnen zijn aangegeven. Door sommige luisteraars werd het geluid beschreven als "zeer helder", door anderen echter als "te scherp". Daarom werd besloten om de waarden van zowel nagalmtijden als galmniveau's bij hoge frequenties te verminderen; zie de streeplijnen in fig. 8. Deze modificaties werden door vrijwel alle luisteraars geprefereerd. Sindsdien wordt de gemodificeerde "normale" instelling gebruikt bij de meeste instrumentale uitvoeringen, de gemodificeerde "lange" instelling bij koorconcerten.

Fig. 9 laat het nagalmverloop zien voor de oktaafband van 500 Hz, gemeten royaal buiten de galmstraal bij de drie bovenbeschreven condities. Men ziet dat de curven niet geknikt (niet "double decay") zijn, hetgeen betekent dat de met ACS ingestelde galmniveau's hoog genoeg zijn om de oorspronkelijke curve vrijwel vanaf het moment van bronuitschakeling te "overstemmen". Hiertoe is het echter niet nodig om de niveau's aan te passen aan de waarden die zouden worden bereikt wanneer dezelfde nagalmtijdverlenging op "klassieke" wijze, d.w.z. door absorptievermindering, zou worden gerealiseerd: dan zou b.v. verdubbeling van T_{60} een galmniveauverhoging van 3 dB meebrengen, terwijl m.b.v. ACS een niveauverhoging van ca. 0,5 dB voldoende is om een ongeknikte nagalmcurve met verdubbelde T_{60}- waarde te realiseren. Meting van de galmniveau's bij de, op subjectieve beoordeling gebaseerde, gemodificeerde voorkeursinstellingen van ACS leert dat de waarden inderdaad enkele dB's lager zijn dan volgens het "klassieke" verband tussen nagalmtijden en -niveau's. ACS maakt het dus mogelijk om, ook bij lange nagalmtijden en achter in de zaal, een relatief hoge direct-galmverhouding te realiseren. Dit verhoogt de spraakverstaanbaarheid en de muzikale definitie, terwijl toch het "klankverbindende" effect van een lange nagalmtijd behouden blijft.
Merk ook op dat het met ACS mogelijk is lange nagalmtijden in kleine zalen te realiseren zonder in onacceptabel hoge luidheden te geraken!

Met behulp van DARS zijn de volgende onderzoekprojecten gepland en deels reeds begonnen:

1. Evaluatie, verbetering en uitbreiding van de thans bestaande ACS-modules.
2. Automatisering van de in situ-calibratie van ACS volgens tevoren geformuleerde akoestische specificaties.
3. De uitvoering van akoestische perceptieproeven in het auditorium, dat bij toepassing van ACS kan worden beschouwd als een "schaal 1:1 laboratoriummodel" van een door de experimentator te definiëren zaal.

8. Conclusies

De ontwikkeling van ACS luidt een nieuwe fase in van de toepassing van elektro-akoestiek in zalen: met behulp van het concept der "akoestische holografie" wordt het geluidveld in een akoestisch optimale zaal gereconstrueerd in een architectonisch realiseerbare zaal, met behoud van zijn temporele èn ruimtelijke eigenschappen. Aldus kan in multi-functionele zalen de akoestiek aan een gegeven gebruiksdoel met een "druk op de knop" worden aangepast. Daarnaast is ACS een zeer waardevol hulpmiddel bij het onderzoek naar verbanden tussen fysisch-akoestische parameters en perceptief-akoestische criteria.

9. Literatuur

Berkhout, A.J. (1987), "A new direction in electroacoustic reverberation control", preprint 2441, 82nd Convention AES, London.

Berkhout, A.J., Vries, D. de, Hemingway, J.R., Griffioen, A. (1988), "Experience with the Acoustical Control System ACS", proceedings AES International Conference on Sound Reinforcement, Nashville, U.S.A.

Franssen, N.V. (1968), "Sur l'amplification des champs acoustiques", Acustica vol. 20, pg. 315 - 323.

Vries, D. de, Berkhout, A.J. (1988), "Backgrounds and principles of the Delft Acoustical Control System ACS", proceedings Institute of Acoustics '88 Spring Conference, Cambridge, vol. 2, pg. 369 - 382.

N.B. Deze tekst werd ook gepubliceerd in publ. 92 van het Nederlands Akoestisch Genootschap (1988).

Voordracht gehouden tijdens de 357e werkvergadering.

1-bit D/A en A/D conversie voor digitale audio

P.J.A. Naus

Philips Research Laboratories
Eindhoven

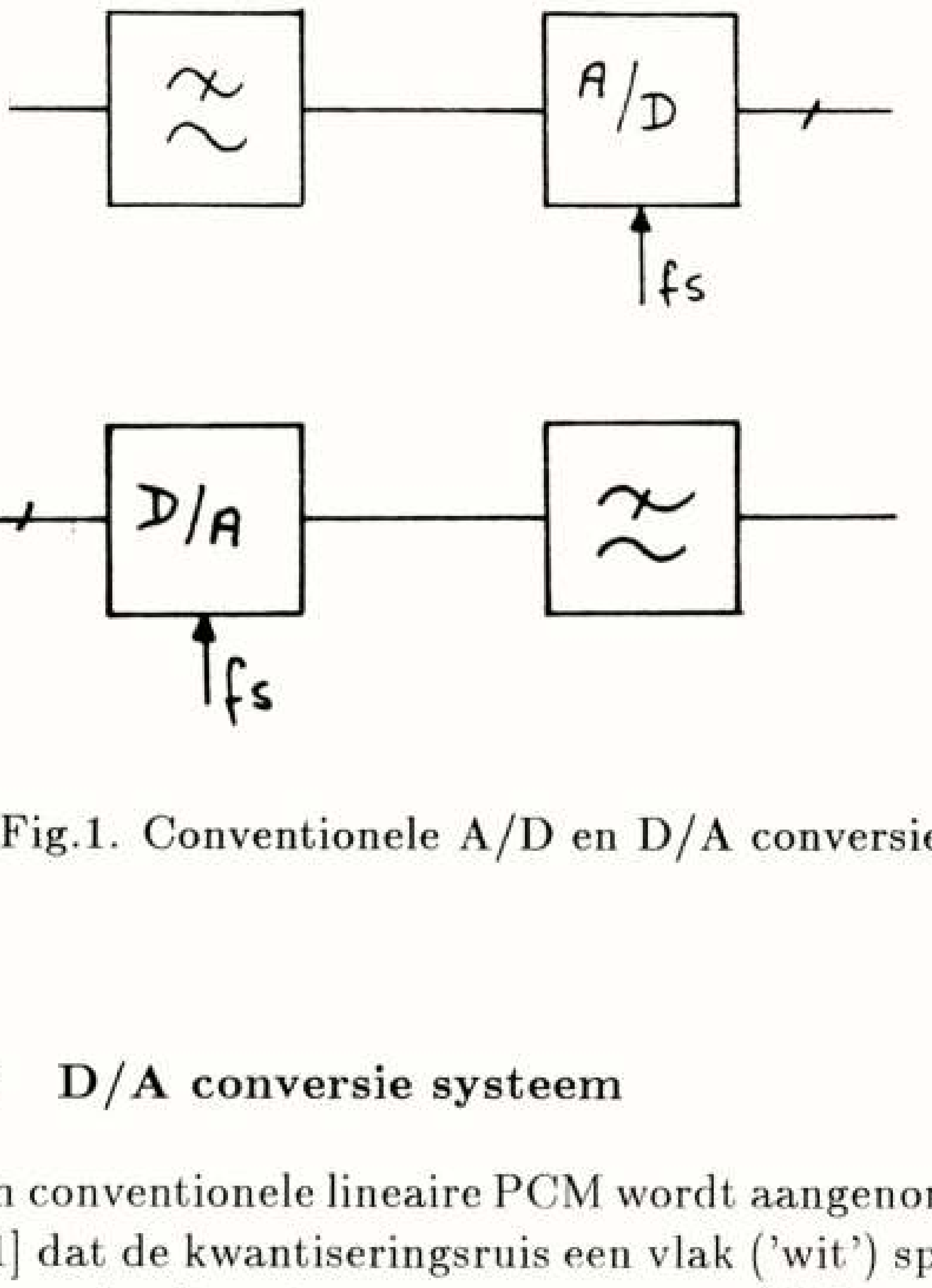
One-bit A/D and D/A conversion for digital audio applications. One-bit A/D and D/A conversion increases its importance in digital audio. This paper deals with some properties of one-bit coding. Special attention is paid to the maximum signal-to-noise ratio which can be achieved with such converters and to the small-signal level behaviour. In addition it will be discussed how the audible distortion components which occur at small-signal levels can be reduced to acceptable levels, i.e. by using higher-order coders in combination with low level in-band dither.

1 Introductie

A/D en D/A converters die gebruik maken van noise-shaping en oversampling krijgen steeds meer aandacht als een alternatief voor de conventionele converters. In conventionele converters (fig. 1) worden vrij strenge eisen gesteld aan de analoge filters die de frekwenties boven 20 kHz onderdrukken. Hiervoor zijn laagdoorlaat filters nodig met een grote flanksteilheid. Een ander nadeel van deze filters is dat het faseverloop niet lineair is.

Met behulp van oversampling, d.w.z de converters op een hogere bemonsteringsfrekwentie gebruiken dan op de benodigde Nyquist frekwentie, is het mogelijk om digitale filters te gebruiken met een grote flanksteilheid en een lineaire fasekarakteristiek. Verder is integratie van deze digitale filters op een IC zeer eenvoudig. Noise-shaping, in combinatie met oversampling, is een manier om m.b.v. de juiste filtering het vermogen van de kwantiseringsruis in de audioband (0 - 20 kHz) kleiner te maken.

In dit verhaal wordt verder ingegaan op converters die gebruik maken van oversampling, noise-shaping en één-bit kwantisering om uiteindelijk een hoge resolutie conversie te kunnen garanderen.

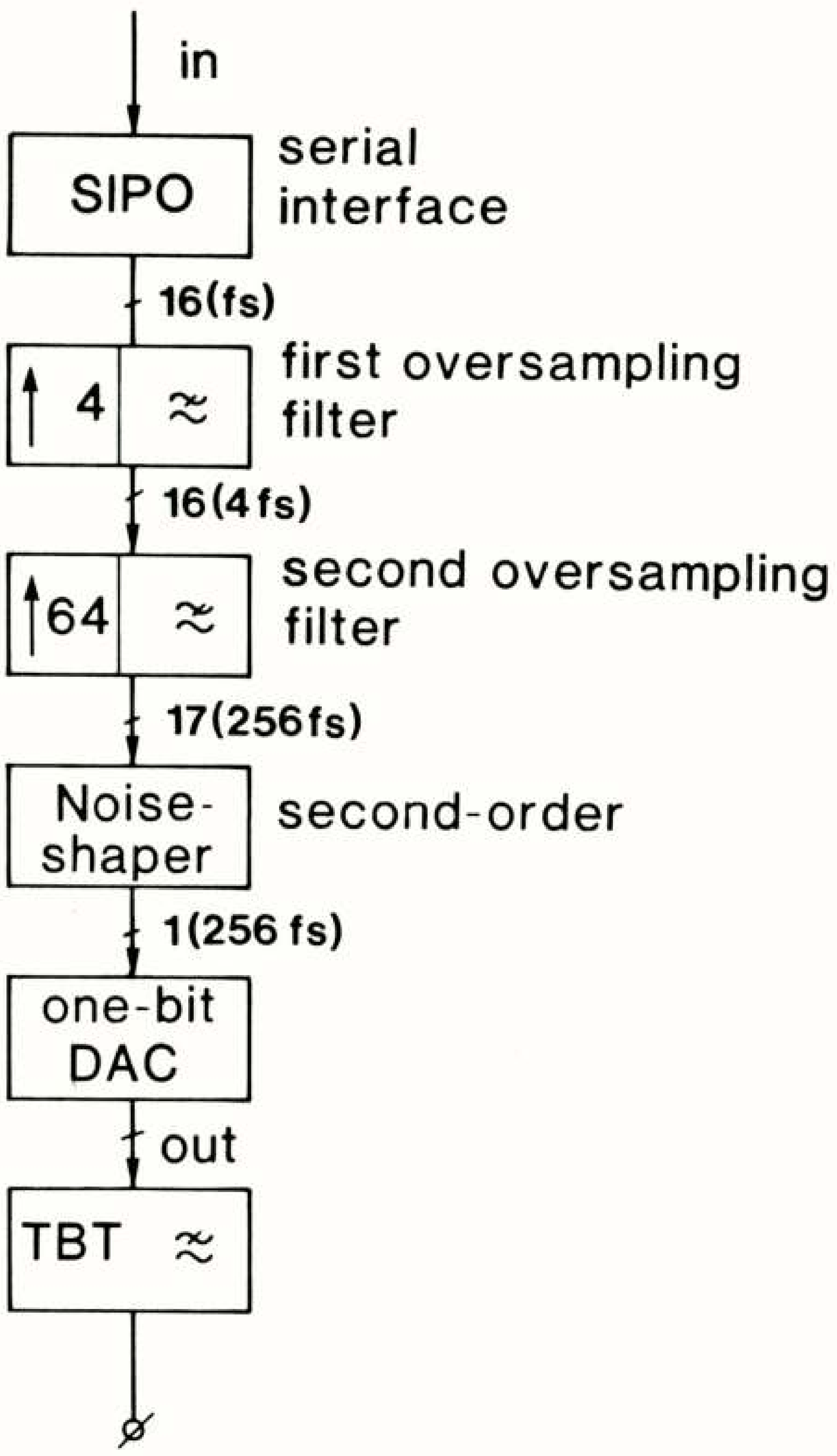


• Fig.1. Conventionele A/D en D/A conversie.

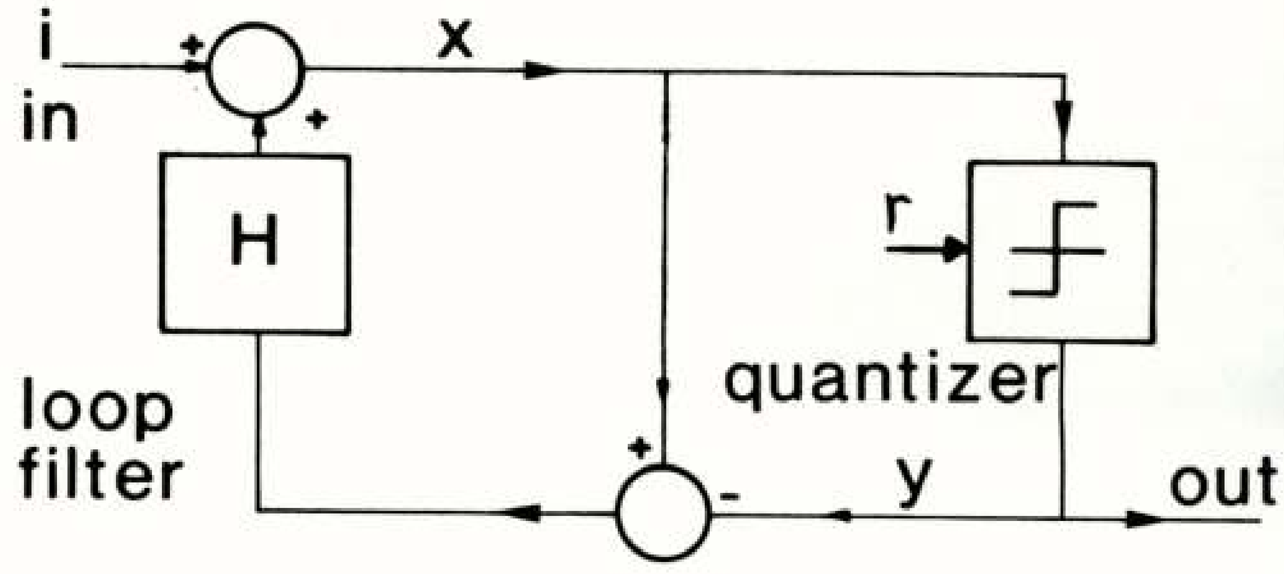
2 D/A conversie systeem

In conventionele lineaire PCM wordt aangenomen [1] dat de kwantiseringsruis een vlak ('wit') spectrum heeft met een vermogen van $q^2/12$, waarbij q de kwantiseringsstap is. In het geval van oversampling zal dit ruis vermogen zich over een groter frekwentiegebied uitspreiden. Elke faktor 2 oversampling geeft een verbetering van de S/N van 3 dB in de audioband van 0 tot 20 kHz.

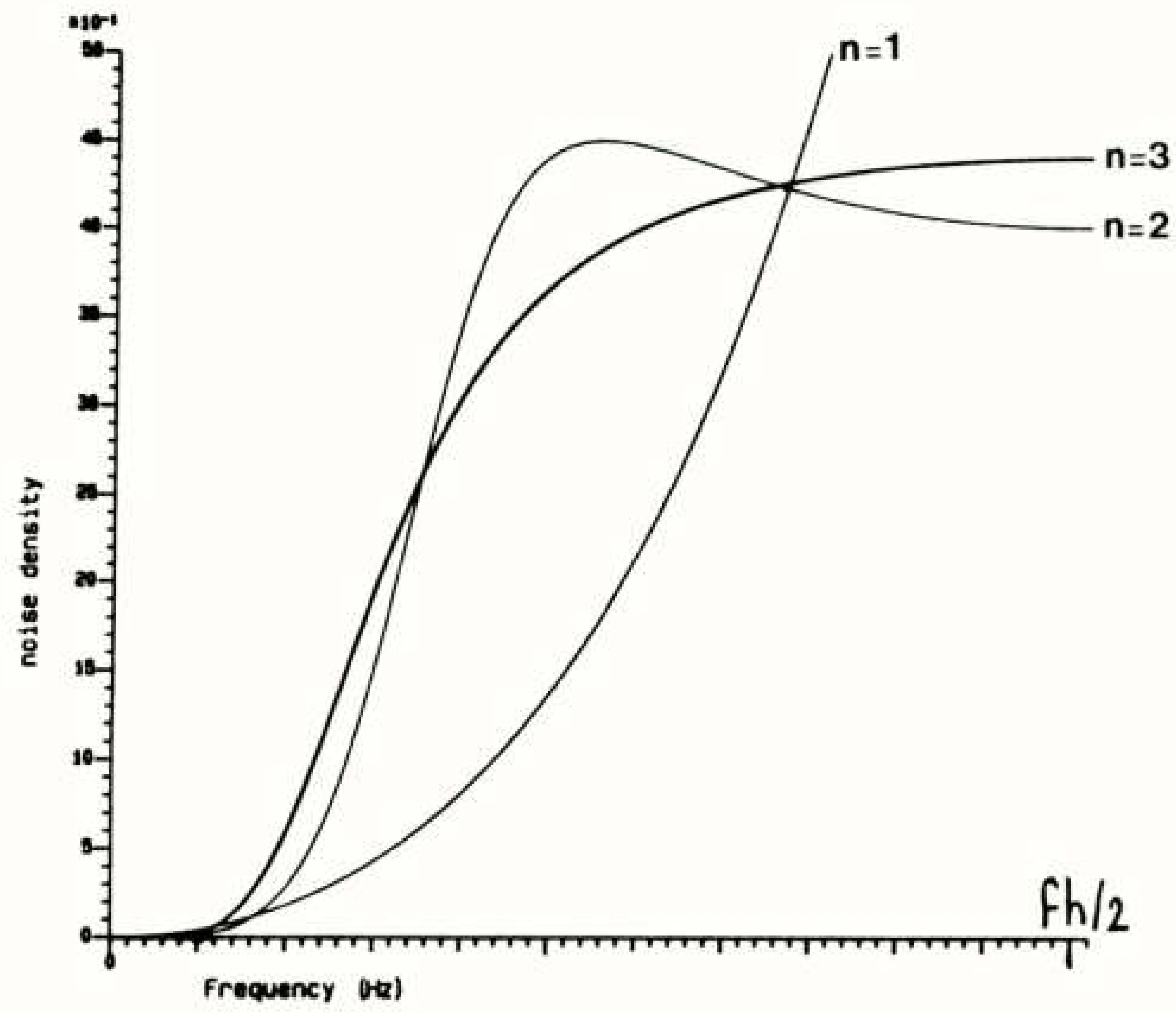
Indien de audioband veel kleiner is dan de bemonsteringsfrekwentie is het mogelijk om het ruisspectrum te 'shapen' met een noise-shaper. Fig. 2 laat het blokschema zien van een 16 bits D/A conversie systeem gebaseerd op het principe van oversampling en digitale filtering, noise-shaping, 1-bit D/A conversie en analoge filtering zoals ook beschreven staat in [2].



• Fig.2. Blokschema 16 bits D/A converter met oversampling en noise-shaping.



• Fig.3. Blokschema noise-shaper.



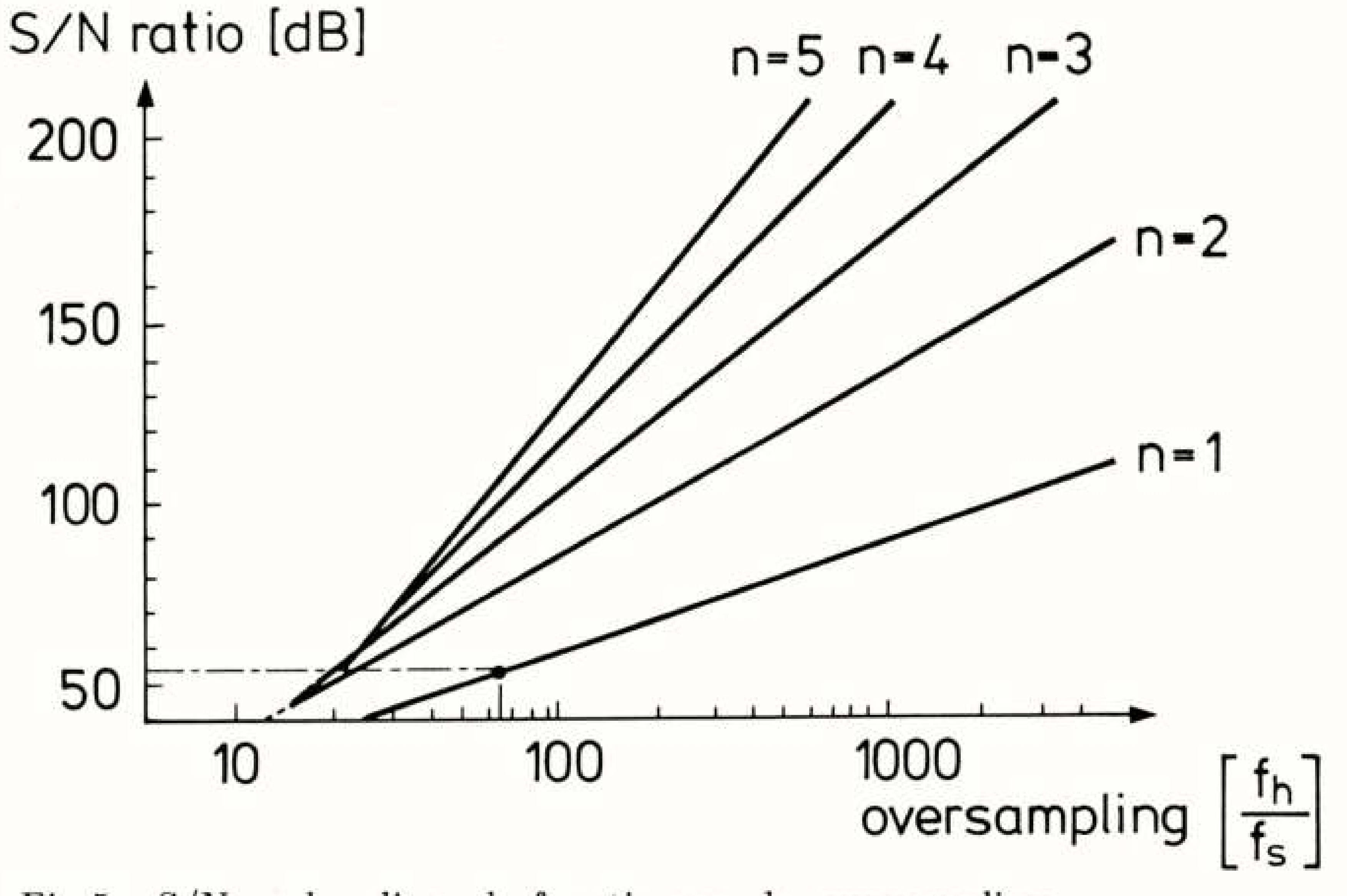
• Fig.4. Foutspectrum aan de uitgang van de noise-shaper.

2.1 Noise-shaping

In fig.3 staat het blokschema van een noise-shaper weergegeven. De noise-shaper bestaat uit een teruggekoppelde lus waarin een kwantizator de woordlengte beperkt tot 1 bit en een lusfilter de kwantiseringsruis in de band zo klein mogelijk maakt. Een benadering voor de overdracht van de noise-shaper voor signalen in de audioband is:

$$Y = I + R(1 - H). \qquad (1)$$

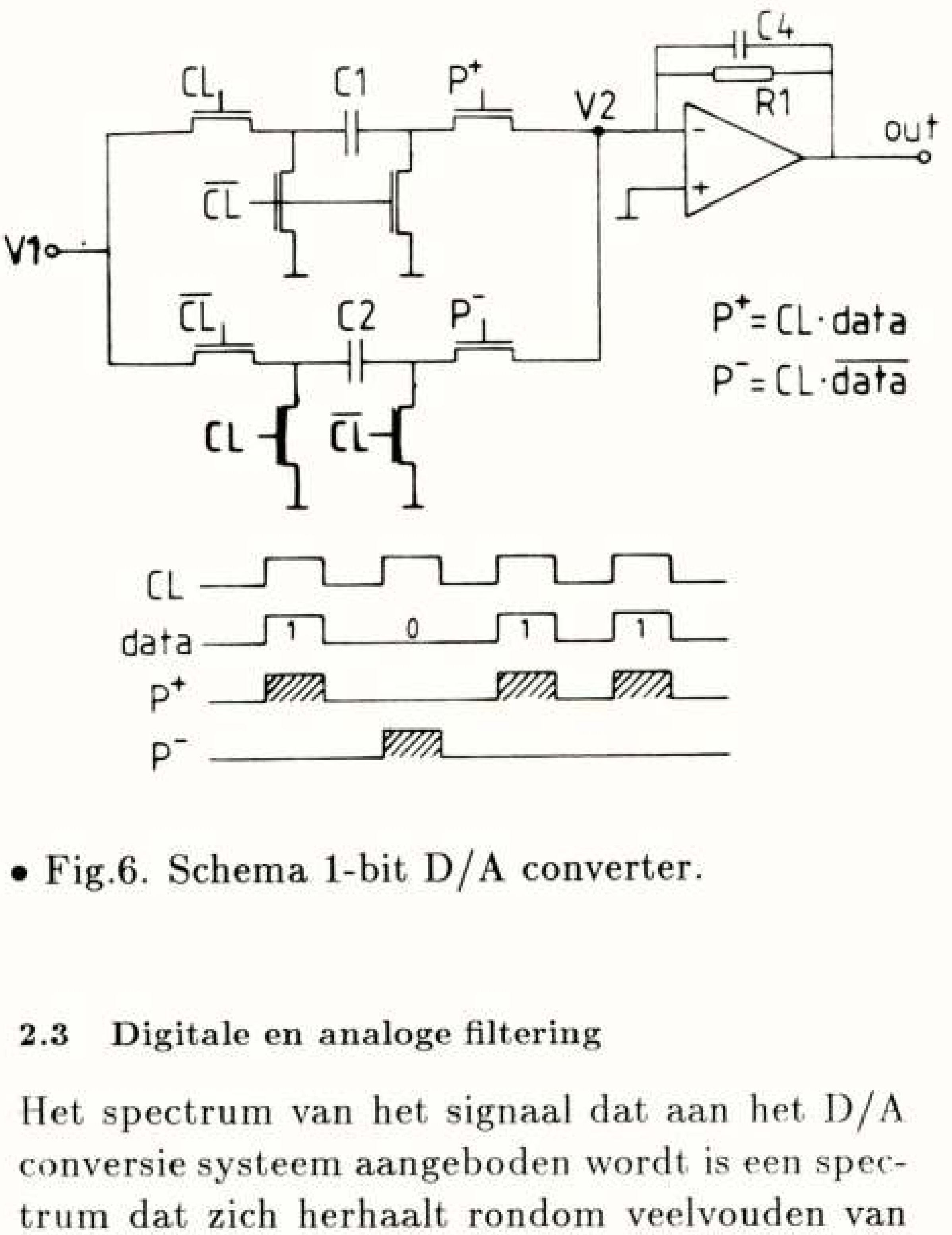
Y en I zijn de frekwentie domein representaties van de signalen y en i. R is de spectrale dichtheid van de kwantizeringsfout r. Het spectrum aan de uitgang y bevat het gewenste spectrum van het ingangssignaal i plus het spectrum van het foutsignaal r dat 'geshaped' is met de overdracht 1-H. Fig.4 laat zien hoe dit foutspectrum eruit ziet voor een eerste, tweede en derde orde lusfilter. Duidelijk is te zien dat hoe hoger de orde van het lusfilter hoe beter de ruis in de audioband onderdrukt wordt. Als gevolg van het noise-shapen en het oversamplen zal met iedere verdubbeling van de bemonsteringsfrekwentie de resolutie met ongeveer N + 1/2 bit toenemen, waarbij N de orde van het filter is. Fig.5 laat de maximale signaal-ruis-verhouding zien, die met een dergelijk systeem gehaald kan worden, als functie van de oversampling factor en als functie van de orde van het lusfilter.



• Fig.5. S/N verhouding als functie van de oversampling factor en de orde van het lusfilter.

2.2 1-bit D/A converter

De structuur van de D/A converter is vrij eenvoudig. De functie van deze converter is om een referentiespanning te moduleren met de 1-bits data. Omdat deze data vrij veel hoogfrekwent componenten bevat moet de modulator een hoge lineariteit hebben. Anders wordt door intermodulatie van hoogfrekwent ruiscomponenten ruis teruggevouwen in de audioband.
Het circuit is geimplementeerd als een switched-capacitor circuit (zie fig.6). Gedurende de eerste helft van de klokperiode levert condensator C1 een impulsvormige stroom aan de opamp of haalt condensator C2 een impulsvormige stroom uit de opamp, afhankelijk van het feit of de data op dat moment 1 of 0 is.
Door de eindige versterking van de opamp is de spanning op de negatieve ingang van de opamp, V2, signaalafhankelijk. Dit resulteert in harmonische vervorming aan de uitgang van de opamp. De tweede harmonische vervorming wordt onderdrukt indien de capaciteiten precies gelijk zijn aan elkaar. Tweede harmonische vervorming hangt dus sterk af van de gelijkheid van deze capaciteiten en van de versterking van de opamp.
De totale ruis in de audioband van het systeem wordt bepaald door de kwantizeringsruis van het digitale filter, de ruis van de noise-shaper en de thermische en 1/f ruis van de opamp.



• Fig.6. Schema 1-bit D/A converter.

2.3 Digitale en analoge filtering

Het spectrum van het signaal dat aan het D/A conversie systeem aangeboden wordt is een spectrum dat zich herhaalt rondom veelvouden van de audio bemonsteringsfrekwentie van 44.1 kHz. Deze bemonsteringsfrekwentie wordt m.b.v. het digitale filter verhoogd met de benodigde oversampling faktor. Tevens zal dit filter alle frekwenties rondom veelvouden van 44.1 kHz wegfilteren. Het analoge filter aan de uitgang van het systeem hoeft dan alleen nog maar het oplopende ruisspectrum t.g.v. het noise-shapen af te filteren. De orde van dit analoge filter is een orde hoger dan de orde van het lusfilter in de noise-shaper.

3 A/D conversie systeem

Fig.7 laat het blokschema zien van een 16-bits A/D conversie systeem voor digitale audio. In dit systeem wordt gebruik gemaakt van een 1-bits A/D converter die het analoge ingangssignaal op een heel hoge bemonsteringsfrekwentie converteert. Een sigma-delta modulator is zo'n 1-bits A/D converter die tevens een noise-shapende werking heeft. Een digitaal filter converteert het 1-bits signaal naar een 16-bits signaal op de audio bemonsteringsfrekwentie van 44.1 kHz.

3.1 Sigma-Delta Modulator

In feite is een sigma-delta modulator gelijk aan een noise-shaper. Enige herrangsschikking van het blokschema van een noise-shaper zal leiden tot het blokschema van de sigma-delta modulator [3].

De sigma-delta modulator (fig.8) bestaat uit een lusfilter G, een 1-bit kwantizator en een 1-bit D/A converter in de terugkoppellus. Een benadering voor de overdracht van de sigma-delta modulator voor signalen in de audio-band is:

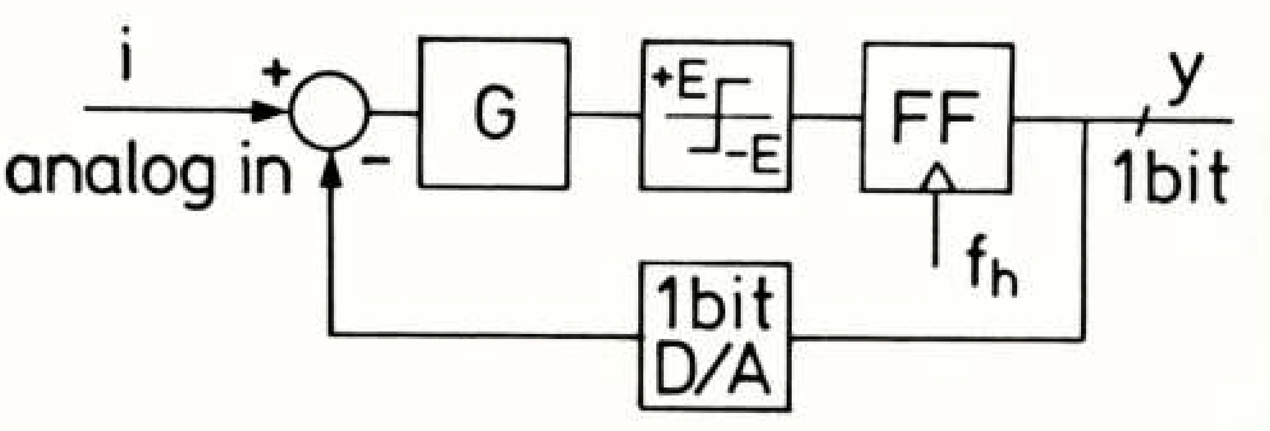
$$Y = I + \frac{1}{1+G}R. \qquad (2)$$

Ook hier geldt dat het spectrum aan de uitgang y (1-bits code) het gewenste spectrum van het ingangssignaal bevat plus het spectrum van het foutsignaal r dat 'geshaped' is met de overdracht 1/(1+G). De relatie tussen het lusfilter G in de sigma-delta modulator en het lusfilter H in de noise-shaper is dus:

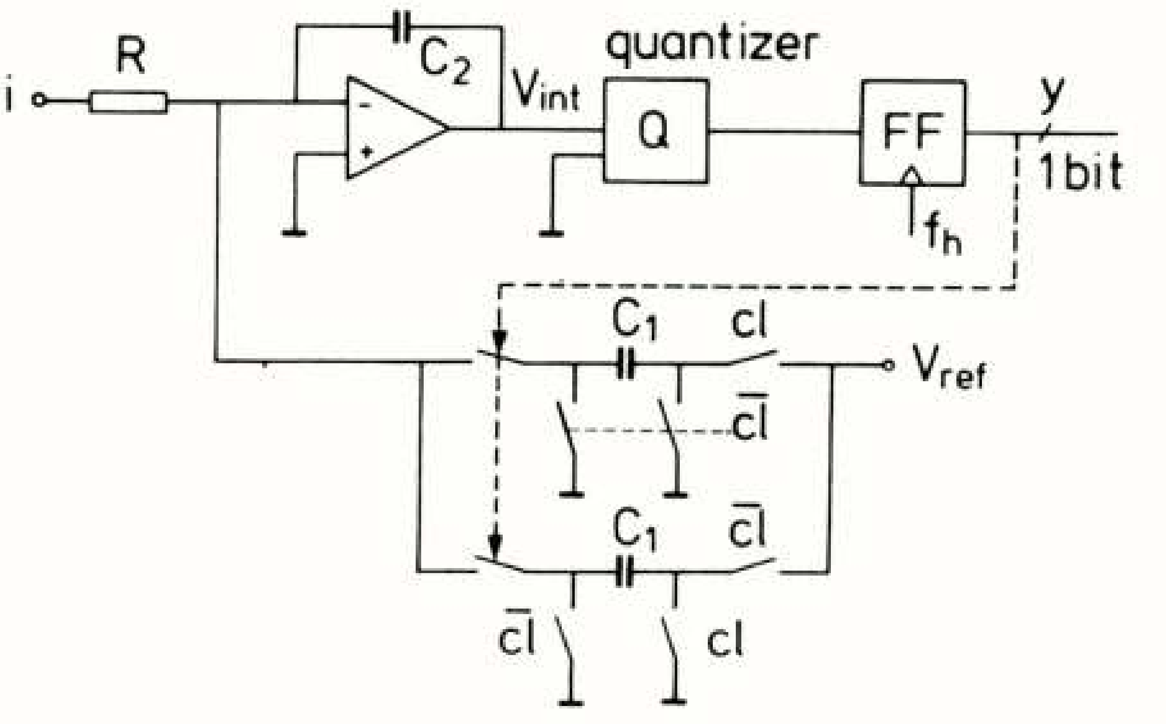
$$H = G/(1+G). \qquad (3)$$

De maximale signaal-ruis-verhouding die met een dergelijk systeem gehaald kan worden bij een bepaalde oversampling factor en een bepaalde filter orde staat weergeven in figuur 5.

Een realisatieschema van een eerste orde sigma-delta modulator is weergegeven in figuur 9. Het lusfilter G is een integrator die voor de gewenste noise-shaping zorgt.



• Fig.8. Blokschema sigma-delta modulator.

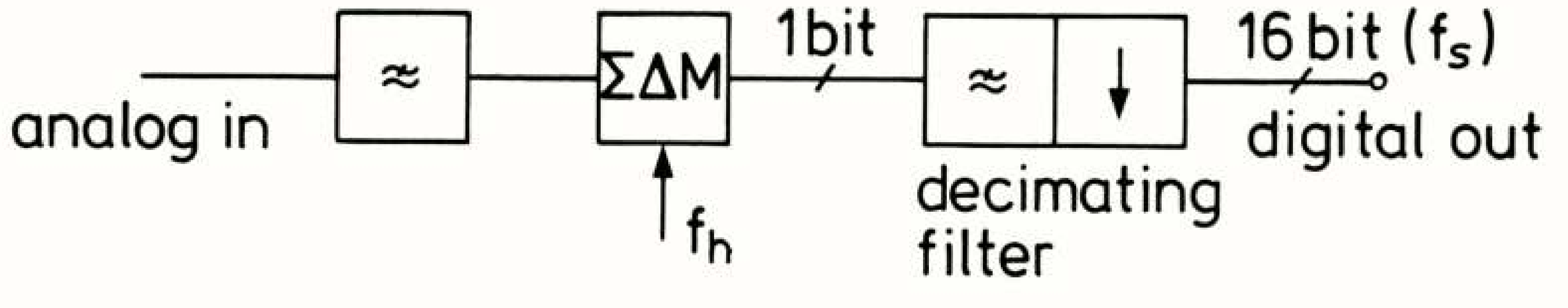


• Fig.9. Realisatieschema eerste orde sigma-delta modulator.

3.2 Digitale en analoge filtering

Het analoge ingangsfilter moet in principe het ingangssignaal beperken tot aan de halve bemonsteringsfrekwentie van de sigma-delta modulator om vouwvervorming te voorkomen. Omdat de sigma-delta modulator op een hoge bemonsteringsfrekwentie werkt kan dit analoge filter dus zeer eenvoudig zijn.

In het decimerend filter wordt de bemonsteringsfrekwentie verlaagd naar de audio bemonsteringsfrekwentie van 44.1 kHz. Ook hier moet om vouwvervorming te voorkomen de bandbreedte eerst beperkt worden tot aan de halve audio bemonsteringsfrekwentie.



• Fig.7. Blokschema 16 bits A/D converter met oversampling en noise-shaping.

4 Klein signaal gedrag

De kwantizeringsruis van een noise-shaper of een sigma-delta modulator met een lage orde lusfilter is sterk gekleurd wanneer een DC-ingangssignaal gecodeerd wordt of wanneer de amplitude van het ingangssignaal klein is [4,5]. Er is een drempel effect dat er voor zorgt dat de coder niet goed reageert op kleine ingangssignalen met als gevolg dat er harmonische vervorming ontstaat en discrete frekwentiecomponenten in de band als bijprodukt in plaats van ruis [6] .

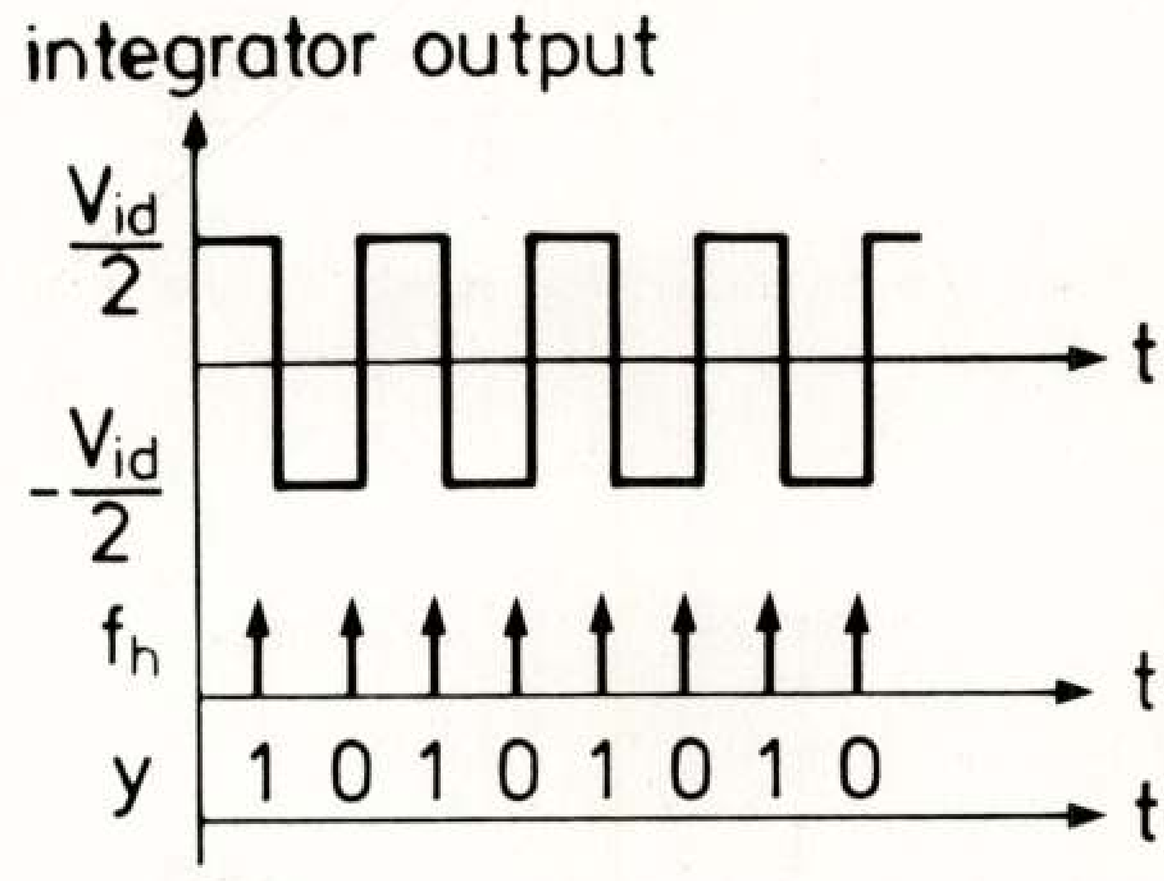
Wanneer geen ingangssignaal aangeboden wordt aan b.v. de eerste orde sigma-delta modulator uit fig.9 zal deze op een vast patroon van alternerend nullen en enen, de halve bemonsteringsfrekwentie, oscilleren (fig.10a). Wanneer bijvoorbeeld een sinusvormig ingangssignaal aangeboden wordt zal het steeds een tijd τ duren voordat dit vaste patroon verstoord (fig.10b) wordt. Naarmate de amplitude van de sinus groter wordt zal deze tijd τ steeds kleiner worden. Het spectrum aan de uitgang van de coder zal dus behalve de grondharmonische van de aangeboden sinus ook nog harmonische vervormingscomponenten en discrete componenten met een frekwentie van $1/\tau$ bevatten. Deze laatste componenten zullen voor kleine ingangssignalen in de audioband vallen en dus aanleiding geven tot "fluitjes".

Voor hogere orde coders zullen de amplitudes van deze "fluitjes," bij dezelfde bemonsteringsfrekwentie, kleiner zijn. Deze coders hebben minder de neiging tot het genereren van vaste patronen door de veel hogere lusversterking. Toch zal ook bij hogere orde coders vaak nog een aantal bijgeluiden hoorbaar zijn. De dynamiek van de coder wordt immers ook groter. Vandaar dat ook in hogere orde coders dither moet worden toegevoegd om deze bijgeluiden voldoende te onderdrukken.

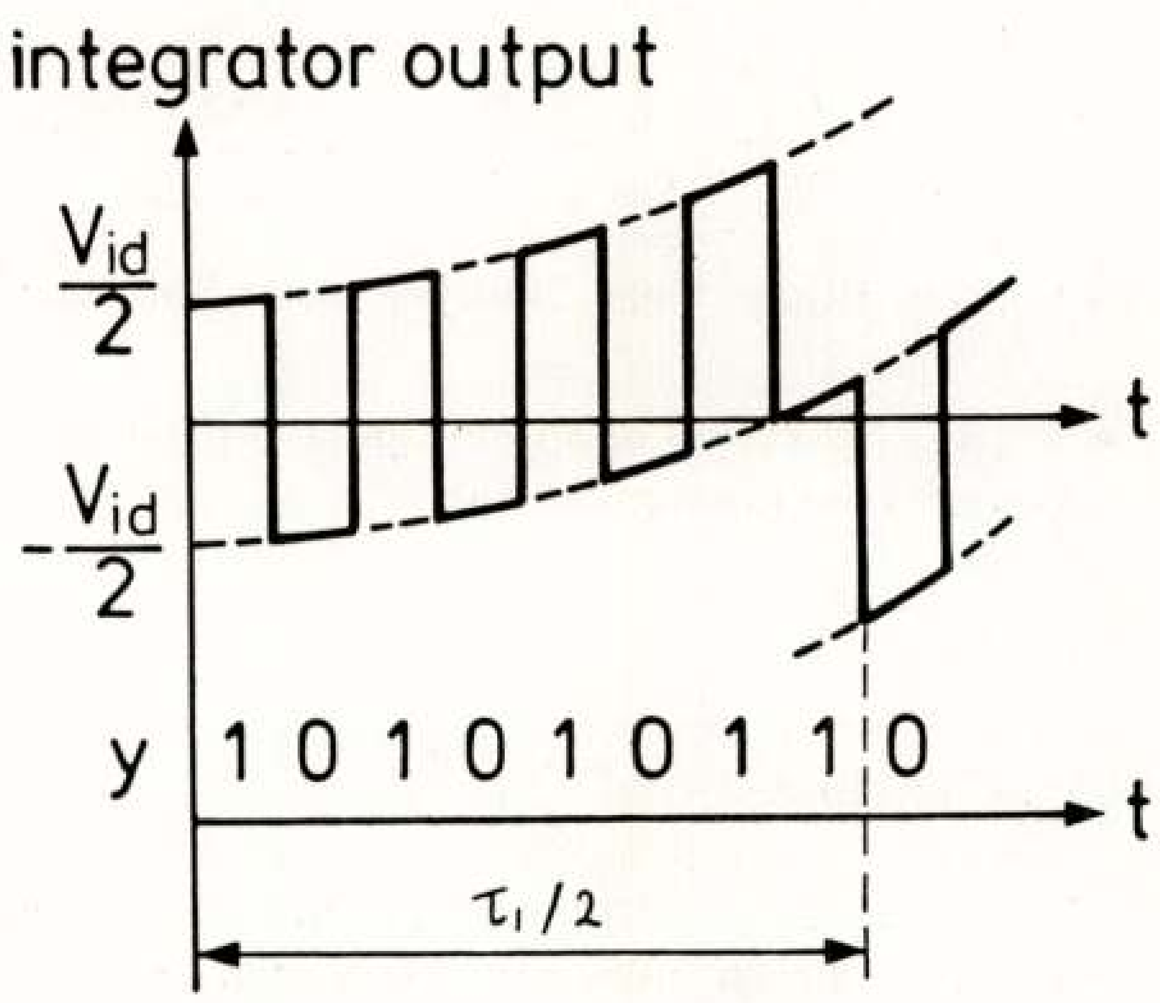
Een manier van ditheren [7,8,9] is laagfrekwent ruis toe te voegen, zodat de totale dynamiek van de coder nauwelijks wordt beinvloed. In een derde orde coder blijken de "fluitjes" niet meer hoorbaar te zijn wanneer men het spectrum dichtsmeert tot ongeveer 10 kHz (zie fig.11). De totale ruis in de audio-band wordt dan toch nog bepaald door de ruis van de coder van 10 kHz tot 20 kHz, omdat deze immers met een derde orde oploopt.

In een eerste orde coder blijkt het met een dergelijk dither signaal nauwelijks mogelijk te zijn de "fluitjes" voldoende te onderdrukken zonder de dynamiek van de coder te beinvloeden. In de praktijk kan in een sigma-delta modulator de thermische en de 1/f ruis van de opamps voldoende zijn om als dither signaal te fungeren.

In een digitale noise-shaper zal er nog een extra digitale ruisgenerator ingebouwd moeten worden, b.v. in de vorm van een pseudo-random generator.

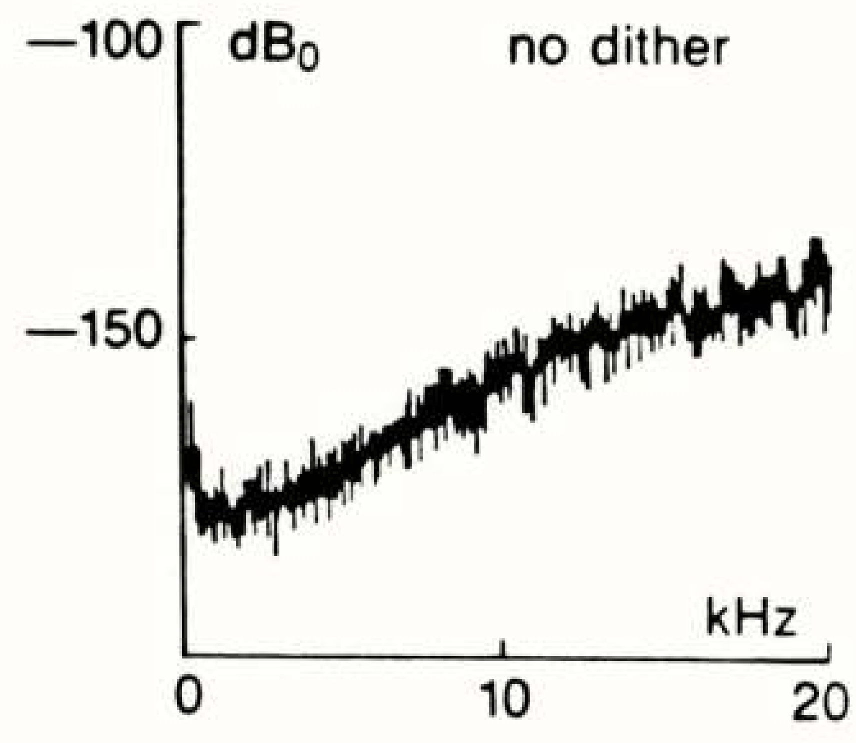


• a. Geen ingangssignaal.

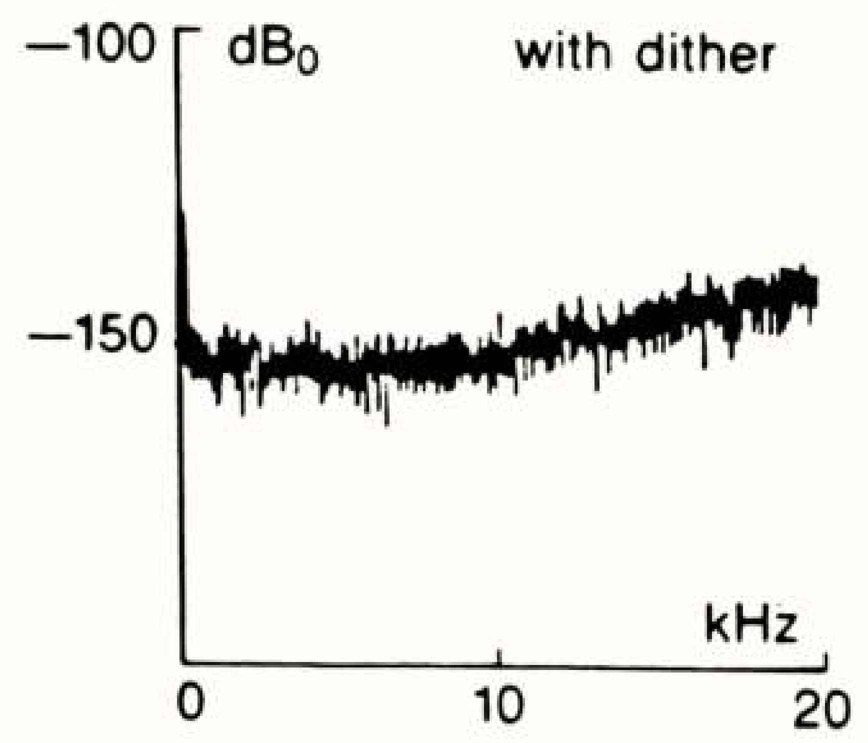


• b. Sinusvormig ingangssignaal.

• Fig.10. Integrator uitgang en 1-bits code als functie van de tijd.



• a. Zonder dither: Nog steeds "fluitjes" hoorbaar.



• b. Met dither: Geen "fluitjes" meer hoorbaar.

• Fig.11. Spectrum aan de uitgang van 1-bits coder (geen ingangssignaal).

5 Conclusies

A/D en D/A converters die gebruik maken van oversampling en noise-shaping bieden een groot aantal voordelen t.o.v. conventionele converters. Eén chip oplossingen zijn mogelijk met geintegreerde filtering. De digitale filters schalen mee met veranderingen van de bemonsteringsfrekwentie. Het digitale gedeelte zal ook steeds kleiner worden bij voortschrijdende technologie. Doordat het aantal analoge componenten tot een minimum beperkt is zal er ook weinig afhankelijkheid zijn van toleranties. Verder is het klein signaal gedrag uitstekend indien hogere orde coders in combinatie met laagfrekwent dither gebruikt worden.

References

[1] A. v.d. Enden, N. Verhoeckx, *Digitale signaalbewerking*, Delta Press BV, 1987.

[2] P.J.A. Naus et al., "A CMOS stereo 16-bit D/A converter for digital audio," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-22, pp. 390-395, June 1987.

[3] E. Stikvoort, "Higher-order one-bit coder for audio applications," 84th *AES convention*, Paris, March 1988.

[4] P.J.A. Naus, "Low Signal Level Distortion in Sigma- Delta Modulators," 84th *AES convention*, Paris, March 1988.

[5] J.C. Candy, O.J. Benjamin, "The structure of quantization noise from sigma-delta modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-29, pp. 1316-1323, sept. 1981.

[6] R.Steele, *Delta Modulation Systems*, New York: Wiley, 1974.

[7] L.Schuchman, "Dither signals and their effect on quantization noise," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-12, pp.162-165, dec.1964.

[8] B. Blesser, B. Locanthi, "Application of narrow-band dither," *J. Audio Eng. Soc.*, vol.35, no.6, june 1987.

[9] J. Vanderkooy, S. Lipshitz, "Resolution below the least significant bit in digital systems with dither," *J. Audio Eng. Soc.*, vol.32, no.3, March 1984.

Voordracht gehouden tijdens de 357e werkvergadering.

COHERENT OPTISCHE COMMUNICATIE SYSTEMEN

Ir. A.C. van Bochove

Dr. Neher Laboratorium PTT

Coherent Optical Communication Systems. In the nowadays optical communication systems only a small portion of the potential information capacity of the optical fibre is utilised. Even in the case of wavelength division multiplexing only a few tens GHz of the available bandwidth (30 000 GHz) is used. Coherent optical communication systems offer the possibility to utilise the fibre bandwidth in a far more efficient way, using the optical equivalent of well-known schemes from radio technology. This leads to at least a factor 100 increase in information capacity because of the highly selective homodyne- or heterodyne receivers. In addition these systems feature a 10-20 dB increase in sensitivity, which allows a 20-40 km longer repeater distance or 10-100 times more subscribers for each transmitter laser in the local public network. These features, in combination with the highly flexible coherent frequency multiplexing schemes, make coherent systems very important for future broadband telecommunication networks.

INLEIDING.

Wanneer een groot aantal digitale spraakkanalen (elk 64 kbit/s) moeten worden verzonden, is een breedbandig telecommunicatienet vereist. De behoefte hieraan wordt nog sterker als er ook digitale videosignalen moeten worden overgebracht (elk 140 Mbit/s, of in het geval van HDTV zelfs 565 Mbit/s). Met de huidige stand van de techniek zijn operationele systemen van ca. 2 Gbit/s realiseerbaar. Naar verwachting zullen over 5-10 jaar systemen van 10 Gbit/s worden toegepast, en wellicht zal de behoefte aan bandbreedte nog aanzienlijk groeien. Bij dergelijke bandbreedtes zijn symmetrische en coaxiale kabels niet meer bruikbaar, en is de monomodus glasvezel het aangewezen transmissiemedium.

OPTISCHE SYSTEMEN MET DIRECTE DETECTIE.

Basisprincipe directe detectie.

Alle huidige operationele glasvezelsystemen berusten op directe detectie van het verzonden licht (figuur 1). De laser wordt in intensiteit gemoduleerd, en het verzonden licht wordt ontvangen door een fotodiode, waarna het signaal elektronisch wordt versterkt. De gevoeligheid van de ontvanger wordt beperkt door de ruis van de versterker.

Een groot voordeel van een direct detectiesysteem is de eenvoud van het principe, het geringe aantal elektro-optische componenten, en daardoor de relatief lage kostprijs.

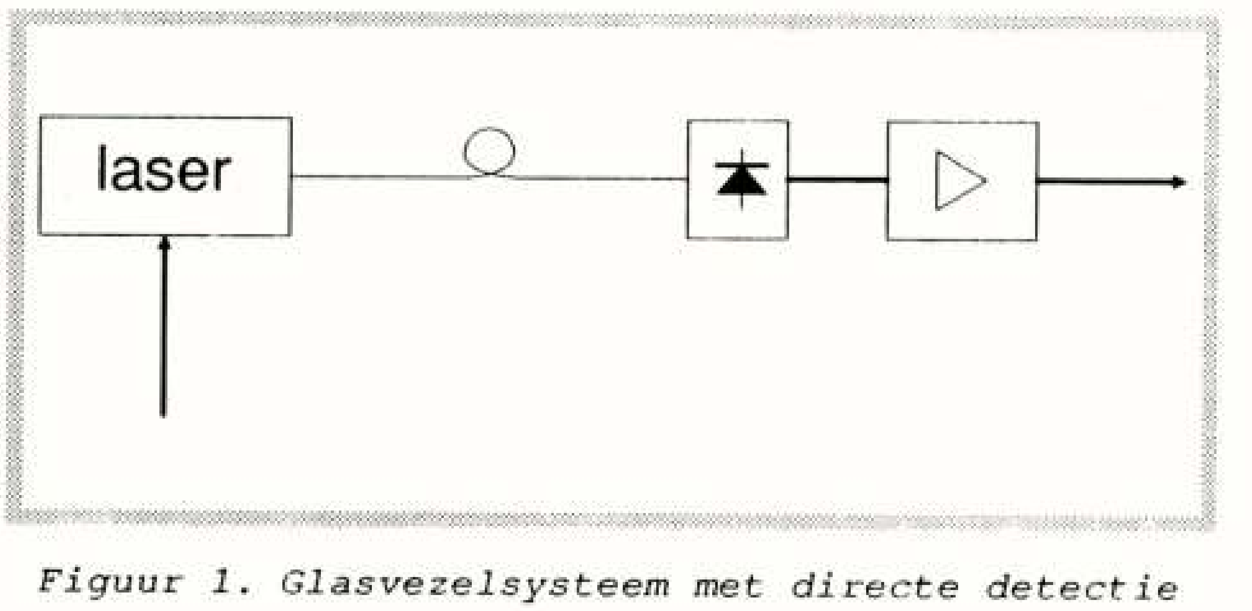
Eigenschappen van directe detectie systemen.

Informatiecapaciteit

De beschikbare capaciteit van een glasvezel voor informatieoverdracht is in theorie buitengewoon hoog. De bandbreedte van het optische venster tussen 1300 en 1600 nm is bijvoorbeeld ca. 30000 GHz. Systemen gebaseerd op directe detectie gebruiken slechts een zeer klein gedeelte van deze beschikbare capaciteit.
De redenen hiervoor zijn:

- De multimode laser heeft een grote spectrale breedte (enkele honderden GHz). Hierdoor wordt de maximale bitsnelheid beperkt onder invloed van de dispersie van de glasvezel. Dit is vooral bij 1550 nm het geval, waar de dispersie groot is. Het effect van de dispersie kan op twee manieren worden bestreden:

  - Door glasvezels met lage dispersie toe te passen. Een standaard monomodus glasvezel heeft een dispersienulpunt bij 1300 nm maar bij 1550 nm is de demping



Figuur 1. Glasvezelsysteem met directe detectie

lager. Er zijn speciale glasvezels in ontwikkeling die bij 1550 nm zowel een lage demping als een lage dispersie vertonen.

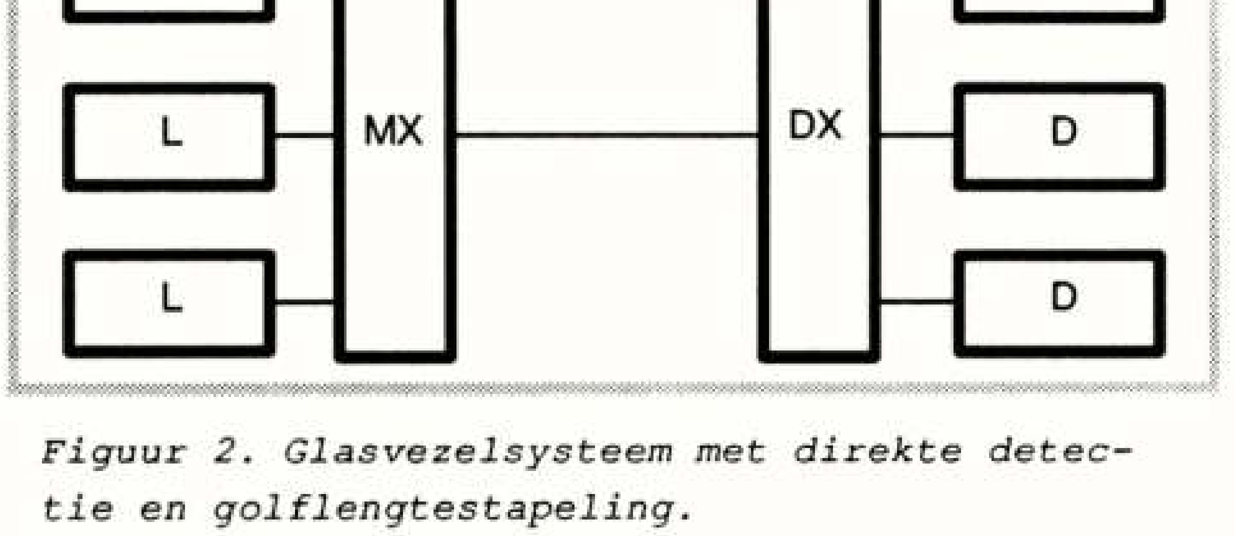
- Door bijzondere lasers met een geringe spectrale breedte te gebruiken (zoals DFB-lasers) Bovendien kan het nodig zijn het licht extern te moduleren, omdat het spectrum van de laser verbreedt bij snelle interne modulatie van de laser (chirping); deze verbreding kan enkele nm bedragen.

Het record voor eenkanaals systemen met directe detectie ligt momenteel op 8 Gbit/s over 68 km (laboratoriumexperiment: Gnauck 1987).

o Wanneer meer informatie moet worden verzonden bestaat de mogelijkheid van golflengtestapeling (Wavelength Division Multiplexing, WDM). Hierbij worden meerdere lasersignalen met verschillende golflengten gelijktijdig via een golflengte-multiplexer door een glasvezel verzonden. Een golflengte-demultiplexer aan de ontvangerzijde splitst deze signalen weer uiteen (figuur 2). Het aantal te stapelen kanalen wordt beperkt door:

- De breedte van het optische venster waar de demping laag is.
- De selectiviteit van de golflengte demultiplexer.
- Het verloop van de dispersie als functie van de golflengte.
- De golflengtestabiliteit en de spectrale breedte van de laser.
- Niet-lineaire effecten in de glasvezel (met name Raman verstrooiing).

In de praktijk wordt het aantal kanalen door deze factoren beperkt tot enkele tientallen. Het record voor golflengte-gestapelde systemen is 27 Gbit/s over 58 km; het werd gerealiseerd door 18 signalen van DFB lasers van elk 1.5 GBit/s te stapelen (Bulley 1987).



Figuur 2. Glasvezelsysteem met direkte detectie en golflengtestapeling.

Het ziet er dus naar uit dat de informatiecapaciteit van directe detectiesystemen beperkt blijft tot enkele tientallen GHz. Dit lijkt veel, maar bij transmissie van een groot aantal digitale videokanalen kan dit een beperking zijn.

Gevoeligheid.

De maximale afstand tussen een optische zender en een optische ontvanger wordt ondermeer bepaald door de vezel- en lasdemping en de ontvangergevoeligheid. Voor dit laatste speelt de eigen ruis van de versterker de hoofdrol. Bij distributieve toepassingen in het locale net zal het van de gevoeligheid afhangen hoeveel abonnees via glasvezel op een enkele laser kunnen worden aangesloten.

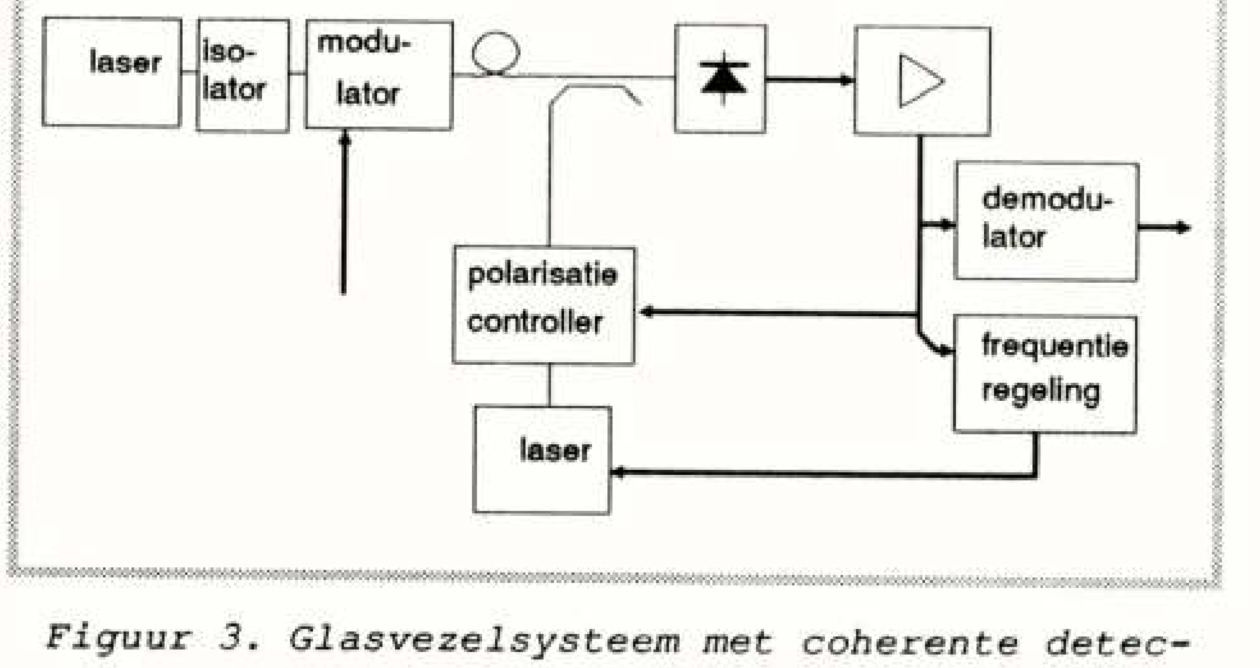
<u>OPTISCHE SYSTEMEN MET COHERENTE DETECTIE.</u>

<u>Basisprincipe coherente detectie.</u>

Zowel de transmissiecapaciteit als de gevoeligheid van een optisch communicatiesysteem kunnen aanzienlijk worden vergroot door optimaal gebruik te maken van het golfkarakter van het licht. We spreken dan van coherente detectie (Hodgkinson 1985; Salz 1985; Salz 1986). In feite is dit de optische implementatie van principes die ook in de radiotechniek worden toegepast. Figuur 3 geeft een algemeen blokschema van een coherent optisch communicatie systeem. Het (meestal extern) gemoduleerde laserlicht wordt na verzending gemengd met het licht van een tweede laser (de locale oscillator), en het verschilspectrum wordt door de fotodiode gedetecteerd. Het is hierbij noodzakelijk dat de polarisatietoestand van de beide lichtwegen gelijk is.

In een coherent systeem moeten de zendlaser en de locale oscillator een voldoend smalle spectrale lijnbreedte hebben. De elektrische veldsterkte van het elektromagnetische veld van de zendlaser wordt dan ter plaatse van de optische ontvanger gegeven door:

$$E_1(t) = \mathbf{E_1}.\cos(\omega_1 * t + \varphi)$$



Figuur 3. Glasvezelsysteem met coherente detectie

Het licht functioneert als optische draaggolf, en de informatie kan gemoduleerd worden op de amplitude ($\mathbf{E_1}$), op de frequentie (ω_1) of op de fase (φ) van het licht (figuur 4).

In het geval van een digitaal modulaat spreken we van ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequentie Shift Keying) of PSK (Phase Shift Keying). Het ontvangen signaal wordt dan op de detector gemengd met een lokale laseroscillator, waarvan het veld gegeven wordt door:

$$E_2(t) = \mathbf{E_2}.\cos(\omega_2 * t)$$

De stroom uit de fotodiode wordt gegeven door:

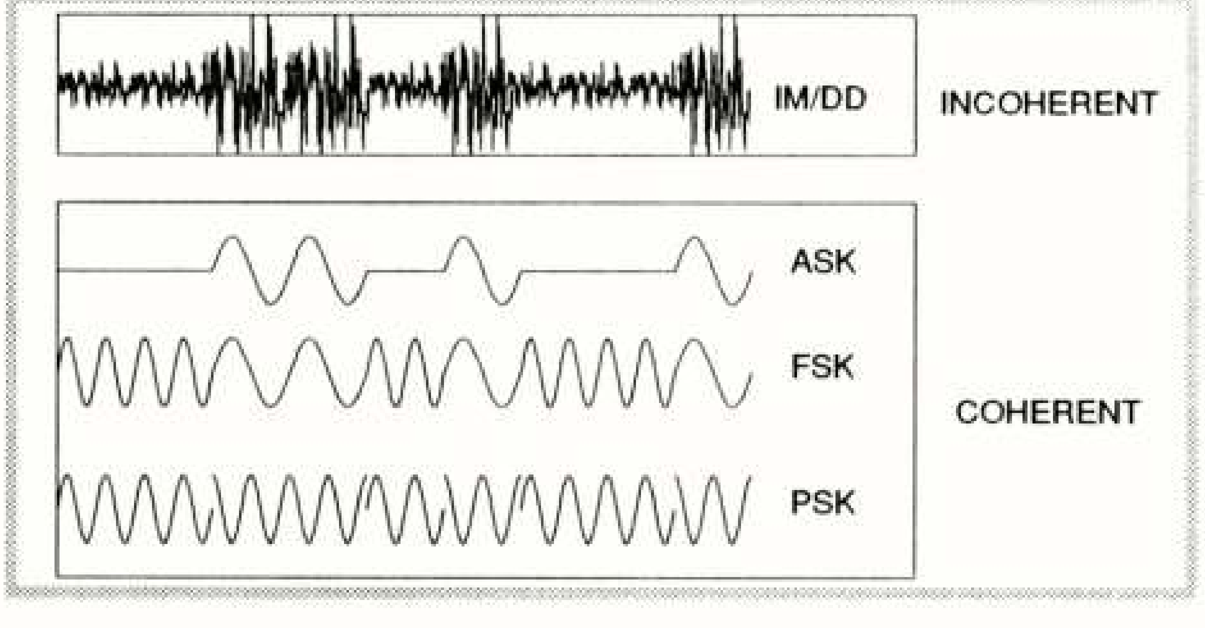
$$i(t)=C\{E_1(t)+E_2(t)\}^2$$

De stroom bevat een signaalterm die evenredig is met:

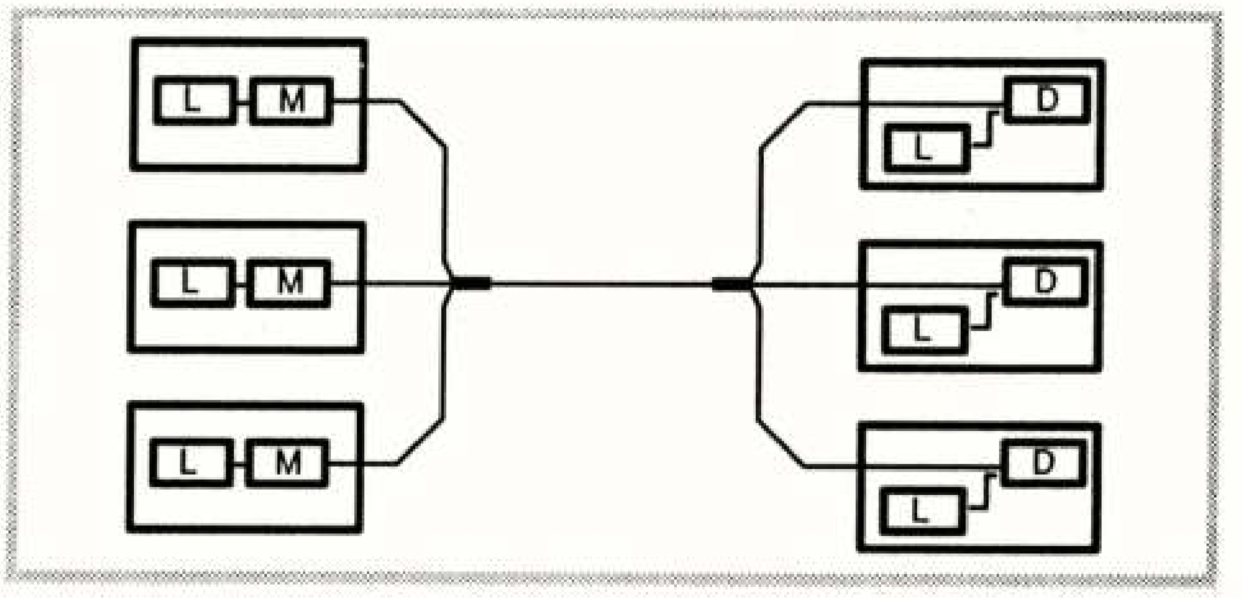
$$\mathbf{E_1} * \mathbf{E_2} * \cos[(\omega 1-\omega 2)t+\varphi]$$

Als $\omega_1=\omega_2$ spreekt men van homodyne detectie. Wanneer de beide frequenties verschillen vindt heterodyne detectie plaats en onstaat er een middenfrequent signaal rond de frequentie $\omega_1-\omega_2$. De mengterm bevat de volledige amplitude-, frequentie-, en fasemodulatie van het optische signaal. Zowel bij homodyne als bij heterodyne detectie komt het er op neer dat het gemoduleerde signaal van optische frequenties ($2*10^{14}$ Hz) wordt getransformeerd naar elektronische frequenties (nul tot enkele GHz, afhankelijk van de bandbreedte van het over te zenden signaal).

In bovenstaande formule zien we dat de signaalstroom evenredig is met $\mathbf{E_2}$. Door een voldoende hoog locaal oscillatorvermogen toe te voeren is het dus mogelijk de signaalsterkte te verhogen. Bij een juiste dimensionering betekent dit dat de ruis van de versterker geen rol meer speelt voor de uiteindelijke signaal-ruis verhouding. De ruis wordt dan voornamelijk bepaald door statistische fluctuaties in het fotodiodesignaal (zgn. hagelruis of quantumruis). In de praktijk betekent dit een gevoeligheidswinst van 10-20 dB ten opzichte van een directe detectie systeem. Dat wil zeggen dat met een coherent systeem 20-40 km grotere afstanden te overbruggen zijn, of dat in het locale net 10-100 maal zoveel abonnees op een enkele zendlaser kunnen worden aangesloten.



Figuur 4. Modulatievormen in een coherent optisch communicatiesysteem.



Figuur 5. Glasvezelsysteem met coherente detectie en frequentiestapeling (FDM).

Als we optische communicatiesystemen zouden vergelijken met radiotransmissiesystemen, dan bevinden we ons met directe detectiesystemen in het stadium van de vonkzenders uit het begin van deze eeuw: een ruisachtig signaal wordt verzonden en wordt opgevangen door een niet-selectieve detector (figuur 4, bovenaan). Coherent optische systemen zijn te vergelijken met moderne radio transmissie, waarbij met name AM en FM worden toegepast. De zeer hoge selectiviteit van coherente detectie maakt het in principe mogelijk om duizenden kanalen in golflengte te stapelen, zodat de beschikbare bandbreedte van de glasvezel zeer dôelmatig kan worden benut.

Eigenschappen van coherente detectie systemen.

Informatiecapaciteit.

De bruikbare informatiecapaciteit van een coherent systeem is zeer hoog, door het grote aantal te stapelen kanalen. Men spreekt dan van coherent optische frequentiestapeling (Frequency Division Multiplexing, FDM). In wezen is dit een vorm van golflengtestapeling (zoals die ook in directe detectie systemen gebruikt wordt), maar er zijn een aantal verschillen tussen incoherente WDM en coherente FDM (zie figuur 5):

- Bij WDM is een optische golflengte multiplexer en demultiplexer (of optisch filter) nodig, bij FDM kunnen de optische kanalen aselectief worden gecombineerd en gesplitst.

- Bij FDM met aselectieve optische componenten treden extra fundamentele optische verliezen op, zowel bij het combineren als bij het splitsen van de kanalen. Slechts een gedeelte van het licht komt op de corresponderende ontvanger terecht. Dit wordt gecompenseerd door de hogere gevoeligheid van het coherente systeem en eventueel door het toepassen van optische versterkers. Bij WDM kunnen de spectrale eigenschappen van

de golflengte (de)multiplexer worden gebruikt om het licht van de laser uitsluitend naar de corresponderende ontvanger te geleiden.

- Bij WDM is de keuze van de golflengten van de lasers opgelegd door de kanaalligging van de golflengte (de)multiplexer. Bij FDM is de ligging flexibel te kiezen.

- Het afstemmen bij FDM gebeurt eenvoudig door de locale laser te verstemmen (bijvoorbeeld met de laserstroom). Bij WDM is meestal de kanaalligging vast, tenzij een afstembare golflengte demultiplexer wordt gebruikt.

- De kanaalscheiding bij WDM wordt bepaald door overspraak in de optische demultiplexer en door niet-lineaire optische effecten (vooral Raman verstrooiïng). Bij FDM wordt de kanaalscheiding bepaald door de selectiviteit van de elektronische middenfrequent schakeling en eveneens door niet-lineaire optische effecten (voornamelijk vier-foton-interactie). Een realistische kanaalscheiding is 1 - 10 nm (130 - 1300 GHz) voor WDM en 0.007 nm (1 GHz) voor FDM bij 140 Mbit/s per kanaal. Bij FDM is dus een 100 - 1000 maal dichtere stapeling bereikbaar.

- Het totaal aantal over te brengen kanalen wordt zowel bij FDM als bij WDM mede beperkt door niet lineaire optische effecten). Er is nog veel onderzoek nodig om de kwantitatieve implicaties hiervan vast te stellen.

Gevoeligheid

In een ideaal coherent systeem wordt de ontvangergevoeligheid bepaald door de hagelruis van het locale oscillatorsignaal. De locale oscillator moet dan voldoende sterk zijn, en dat kan praktische problemen geven.
Een goed werkend coherent systeem vereist spectraal zuivere lasers. Verbreding van de spectrale laserlijn ontstaat door het optreden van faseruis. Deze faseruis is vooral schadelijk in een systeem dat van fasemodulatie (PSK) of frequentiemodulatie (FSK) gebruik maakt, omdat de faseruis na demodulatie in de signaalband terecht kan komen. Ook synchroon gedetecteerde ASK systemen zijn gevoelig voor faseruis. Voor niet-synchrone detectieschema's is het effect van faseruis aanzienlijk minder. De eisen voor de spectrale laserlijnbreedte zijn voor enkele modulatieschema's gegeven in tabel 1.
Wanneer we er van uit gaan dat de hagelruis limiet wordt bereikt en de faseruis verwaarloosbaar klein is hangt de ontvangergevoeligheid af van het gebruikte detectieschema. Homodyne PSK systemen vertonen de hoogste gevoeligheid (ca 20 dB gevoeliger dan directe detectie systemen). Bij andere modulatieschema's ligt de gevoeligheid lager.

detectieschema	degradatie dB tov PSK homodyne (piekvermogen)	max. spectrale laserlijnbreedte (percentage van de bitsnelheid)
PSK homodyne	0 dB	0.03 %
ASK homodyne	6 dB	0.03 %
PSK heterodyne	3 dB	0.2 %
FSK heterodyne	6 dB	0.2 % (synchroon) 0.5 % (niet synchroon)
ASK heterodyne	9 dB	0.2 % (synchroon) 10 % (niet synchroon)

Tabel 1. Gevoeligheid en maximale laserlijnbreedte voor diverse coherente systemen.

Een extra mogelijkheid bij coherente systemen is het gebruik van optische versterkers (bijvoorbeeld een halfgeleider laser met een antireflectiecoating op beide facetten of een optisch gepompte glasvezel met speciale dotering). De spontane lichtemissie maakt dergelijke componenten onbruikbaar voor directe detectie systemen, maar de selectiviteit van heterodyne optische ontvangers ondervangt dit probleem gedeeltelijk. Er is nog veel onderzoek op dit gebied nodig.

Complexiteit

Een bezwaar van coherente detectie is de complexiteit van het systeem. Er zal nog veel onderzoek nodig zijn voordat coherente systemen praktisch kunnen worden toegepast:

- Er moeten betrouwbare lasers met een voldoend smal spectrum worden ontwikkeld. Van de locale oscillator moet bovendien de optische frequentie regelbaar zijn, en veel aspecten van het regelcircuit moeten nog worden onderzocht. In het geval van homodyne systemen moet ook de fase van de locale oscillator geregeld worden (optische phase-locked-loop).

- Er is een actieve polarisatieregeling nodig, of er moeten polarisatiebehoudende glasvezels worden toegepast, hoewel er in sommige gevallen ook polarisatie-onafhankelijke detectieschema's mogelijk zijn.

- Er zijn breedbandige optische ontvangers nodig met een voldoende lage ruis, zodat de hagelruislimiet gehaald kan worden.

- Om de systemen goedkoop en compact te maken zullen veel van de componenten in geïntegreerd-optische vorm moeten worden uitgevoerd (Booth 1985). Breedbandige geïntegreerd optische fase- en amplitudemodulatoren zijn inmiddels commerciëel verkrijgbaar.

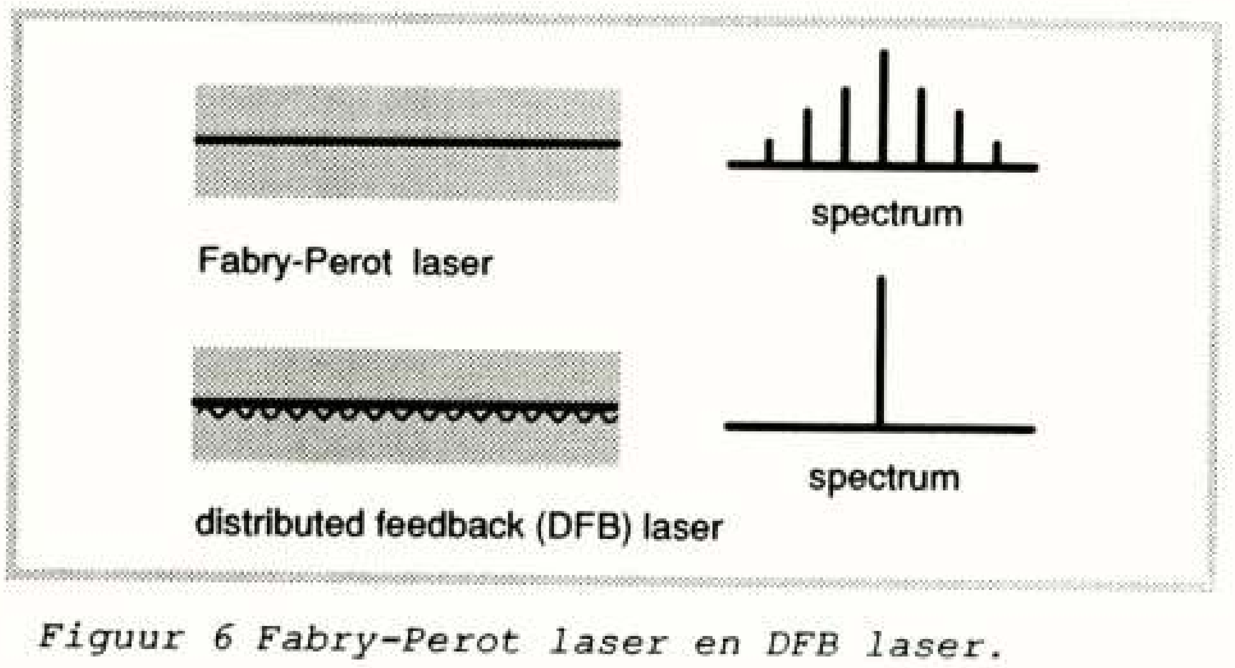
Het zal naar verwachting nog 5 tot 10 jaar duren voordat coherente systemen operationeel zullen worden. De potentiële voordelen zijn echter zo groot dat het onderzoek overal ter wereld voortvarend wordt aangepakt. Zo word bijvoorbeeld bij het dr. Neher Laboratorium van de Nederlandse PTT het COCOS project uitgevoerd (**Co**herent **O**ptische **Co**mmunicatie **S**ystemen) (Bekooij 1987). Er wordt een coherent systeem ontwikkeld waarmee het volledige kabeltelevisiesignaal over een enkele glasvezel kan worden verzonden. Ook bij het Philips Nat.Lab. en bij de TU Eindhoven vindt onderzoek aan coherente systemen plaats.

Realisatie van coherente systemen.

De opbouw van een coherent optisch communicatie systeem hangt sterk af van het gekozen modulatie/demodulatie schema. Een algemeen blokschema is gegeven in figuur 3.

Laser (zender en locale oscillator).

Zoals uit tabel 1 blijkt worden er in een coherent systeem hoge eisen gesteld aan de spectrale zuiverheid van de laser. De eerste experimentele coherente systemen werden daarom uitgevoerd met HeNe gaslasers. Voor operationele coherente systemen wordt echter gedacht aan (veel compactere) halfgeleiderlasers, temeer omdat HeNe lasers slechts over enkele honderden MHz afstembaar zijn.
Standaard (Fabry-Perot) halfgeleiderlasers bij 1300 of 1550 nm hebben in het algemeen een multimodus karakter. Dat wil zeggen dat het optische spectrum meerdere spectrale componenten bevat. De totale spectrale breedte is daardoor enkele



Figuur 6 Fabry-Perot laser en DFB laser.

nm (enkele honderden GHz). Dergelijke lasers zijn voor een coherent systeem onbruikbaar, en er zullen dan ook andere laserconfiguraties nodig zijn (Ebeling 1984). Hier volgen enkele mogelijkheden:

- DFB (distributed feedback) lasers (figuur 6) (Acket 1987). Bij deze lasers is op de laserchip een periodieke verstoring (tralie) in de voortplantingsrichting van het licht aangebracht, in het gebied waar de laserwerking plaatsvindt. Hierdoor wordt één van de spectrale modi bevoordeeld waardoor de laser, zelfs onder modulatie, single-mode werking zal vertonen. De breedte van het resulterende spectrum bedraagt onder normale condities ca. 10-50 MHz. Uit tabel 1 is te zien dat de toepassing beperkt blijft tot niet-synchrone detectieschema's DFB lasers zijn inmiddels commerciëel verkrijgbaar.

- DBR (distributed bragg reflector) lasers. Ook hierbij is een tralie op de laserchip aangebracht, echter buiten het actieve lasergebied. De spectrale eigenschappen zijn wat beter dan van DFB-lasers, maar de drempelstroom is hoger en de efficiëncy is lager. Bovendien zijn DBR lasers moeilijker te produceren. Overigens gelden dezelfde overwegingen als bij DFB lasers. DBR-lasers zijn nog niet commerciëel verkrijgbaar.

- C3 (cleaved coupled cavity) lasers. Single-mode laserwerking wordt verkregen door twee lasers zodanig te koppelen dat van de beide trilholten één mode samenvalt. De geometrie van deze lasers is zeer kritisch en de fabricage is daardoor erg moeilijk. In feite wordt er nauwelijks meer onderzoek aan dergelijke lasers gedaan.

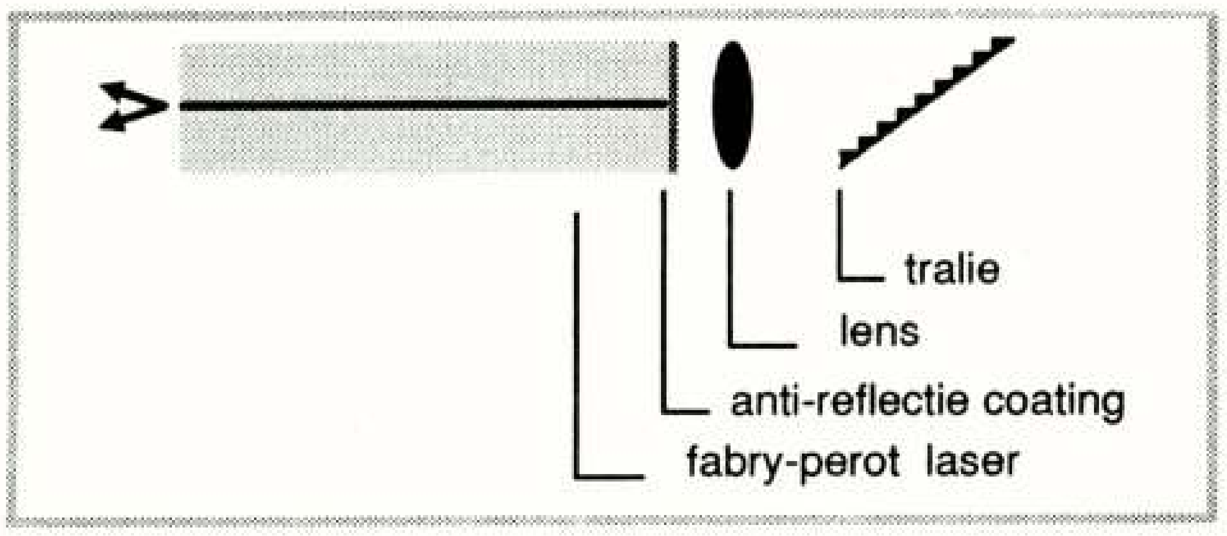
- Lasers met een externe trilholte. Voor de meest gevoelige detectieschema's is de spectrale lijnbreedte van Fabry-Perot- of DFB halfgeleider lasers te groot (tabel 1). Versmalling van de lijnbreedte is mogelijk door de trilholte te verlengen. Volgens de theorie van halfgeleiderlasers is de lijnbreedte namelijk omgekeerd evenredig met het kwadraat van de lengte van de trilholte (Henry 1986). Met een 10 cm lange trilholte is een spectrale lijnbreedte van minder dan 10 kHz gerealiseerd (Wyatt 1985).

Enkele criteria voor externe trilholte lasers zijn:

- single-mode werking

- voldoend smalle lijnbreedte (dit bepaalt de lengte van de trilholte)

- stabiliteit



Figuur 7. Halfgeleiderlaser met externe trilholte.

- o continue afstembaarheid (alleen voor locale oscillator)

Verschillende configuraties zijn mogelijk. Enkele voorbeelden:

- o Fabry-Perot laser met externe spiegel. Single-mode werking vindt plaats door de gezamelijke werking van de interne en de externe trilholte. Continue afstemming is erg moeilijk. Stabiliteit is voor korte trilholten realiseerbaar.

- o Fabry-Perot laser met antireflectiecoating op één zijde, met externe tralie (figuur 7). De spectrale selectiviteit van de tralie veroorzaakt single mode werking. Mogelijkheden zijn: een lens met een vlakke gekantelde tralie, of een glasvezel met een geëtste tralie. De eerstgenoemde oplossing is continu afstembaar door draaiing van het rooster met gelijktijdige verandering van de trilholte lengte. De stabiliteit is een probleem.

- o DFB laser met externe spiegel (Liou 1987). De DFB laser is van nature single-mode. Continue afstemming is moeilijk maar niet onmogelijk.

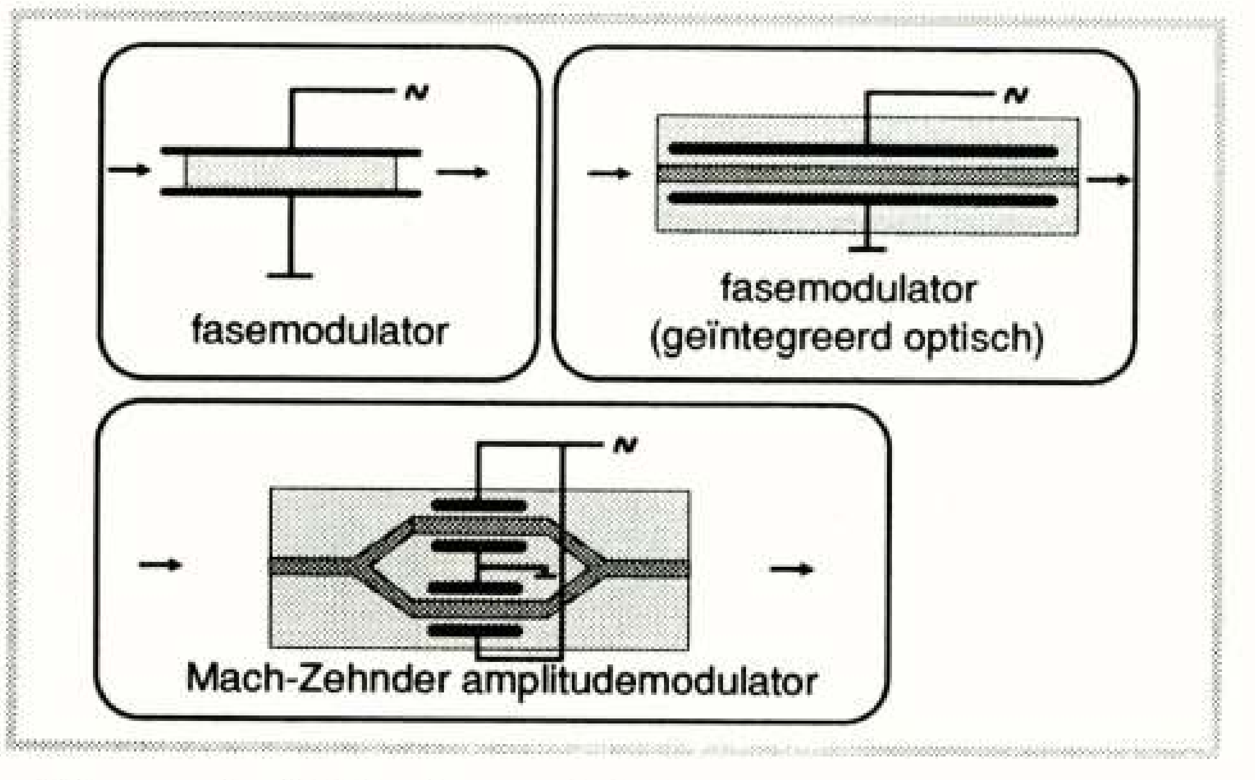
- o Monolithische externe trilholte lasers (Kobayashi 1987). Monolithische integratie van de trilholte heeft grote voordelen voor de stabiliteit en de produktiekosten. De drie bovengenoemde configuraties zijn allen monolithisch gerealiseerd. Door de beperkte lengte is de minimale lijnbreedte ca. 1 MHz, maar in zeer veel gevallen is dit voldoende. Continue afstemming is realiseerbaar door de verschillende secties van aparte electroden te voorzien. Dit zijn de meest veelbelovende bronnen voor coherente systemen.

Optische isolator.

DFB lasers en lasers met een uitwendige trilholte zijn bijzonder gevoelig voor terugreflecties in de laser. Er kunnen hierdoor frequentiesprongen en spectrale lijnbreedteveranderingen optreden. Om deze reflecties tegen te gaan wordt gebruik gemaakt van een optische isolator. De werking berust op het Faraday effect, waardoor in bepaalde materialen de polarisatierichting van het licht draait onder invloed van een uitwendig magneetveld. Als materiaal wordt vaak YIG (yttrium ijzergranaat) gebruikt. Het laserlicht gaat via een polarisator naar het YIG kristal, en het permanente magneetveld wordt zo ingesteld dat de polarisatierichting van het laserlicht in het YIG kristal 45° draait. Eventuele reflecties draaien opnieuw 45° in polarisatie, zodat terugkomende licht loodrecht ten opzichte van het oorspronkelijke laserlicht gepolariseerd is en door de polarisator geblokkeerd wordt.

Modulator.

Bij een aantal coherente FSK systemen is interne modulatie van de laser mogelijk, maar in de meeste gevallen zal het licht extern gemoduleerd moeten worden vanwege de lijnbreedte-eisen voor de laser. Externe modulatoren maken veelal gebruik van het lineaire electro-optische effect (Pockels-effect). Dit effect, dat optreedt in transparante twee-assige kristallen, houdt in dat de brekingsindex afhangt van een uitwendig electrisch veld. Hierdoor kan de looptijd van de lichtgolf in het materiaal, en dus de fase van het licht gemoduleerd worden (figuur 8).
Bulk-optische fasemodulatoren worden vervaardigd door een kristal (1 à 2 mm dik) van electroden te voorzien; er zijn vrij hoge spanningen (ca 100 V) nodig. Eleganter zijn de geïntegreerd optische fasemodulatoren. Deze worden vervaardigd van lithium niobaat, met een golfgeleider van ingediffundeerd titanium. De golfgeleiding vindt plaats door de verhoogde brekingsindex in de (enkele µm dikke) golfgeleider. De benodigde spanning is gering (minder dan 10 volt) en de component kan zonder optiek aan glasvezels worden gekoppeld. Deze componenten zijn sinds kort commerciëel verkrijgbaar (bandbreedte: 5 GHz, demping ca 5 dB, voorzien van polarisatiebehoudende glasvezel-pigtail).
Ook geïntegreerd optische amplitudemodulatoren zijn commerciëel verkrijgbaar. Dit zijn in feite twee fasemodulatoren in een mach-zehnder confi-



Figuur 8. Optische modulatoren.

guratie (figuur 8): het licht wordt gesplitst en met een faseverschil weer gecombineerd; er ontstaat gedeeltelijke uitdoving door interferentie, waarbij de mate van uitdoving door het spanningsgestuurde faseverschil te beïnvloeden is.

Externe frequentiemodulatie is moeilijker te realiseren. Voor een modulaat tot enkele MHz kunnen akoesto-optische modulatoren worden gebruikt, waarbij de lichtgolf in frequentie verschoven wordt door een akoestische golf in een kristal; deze frequentieverschuiving wordt gemoduleerd door de akoestische frequentie te variëren. Voor hogere frequenties kan een combinatie van fasemodulatoren worden gebruikt die met een zwaaiende frequentie worden aangestuurd. De combinatie is zodanig dat door interferentie van het licht uitsluitend één van de (in frequentie zwaaiende zijbanden) overblijft. In bepaalde gevallen is frequentiemodulatie te realiseren door een fasemodulator te gebruiken in combinatie met een integrator (Bekooij 1987).

Polarisatieregeling.

Het mengen van het ontvangen licht met het locale oscillator licht werkt alleen goed als de polarisatietoestand van de beide lichtbijdragen overeenkomt. In normale glasvezels blijken grote polarisatie-fluctuaties op te treden, veroorzaakt door trillingen en temperatuureffecten. Er bestaan polarisatiebehoudende vezels met een elliptische kern, of een kern die in één richting onder mechanische spanning staat. Deze vezels zijn nog duur, vertonen vrij veel verlies, en de polarisatie-eigenschappen zijn nog lang niet ideaal.

Een andere oplossing is het automatisch bijregelen van één van beide polarisatietoestanden (Okoshi 1985; Walker 1987). Dit heeft als voordeel dat het systeem gebruik kan maken van reeds geïnstalleerde normale monomodus glasvezels. Een manier om de polarisatietoestand te beïnvloeden is door gebruik te maken van piëzo-elektrische vezelknellers (figuur 9). Door een elektrische spanning op de piëzo-elementen te zetten wordt de vezel iets ingedrukt, en wordt daardoor dubbelbrekend. Dat wil zeggen dat de brekingsindex voor twee onderling loodrechte polarisatietoestanden verschilt, en hierdoor kan polarisatiedraaing optreden. Het regelsignaal voor de polarisatieregeling kan worden afgeleid uit de amplitude van het gedetecteerde mengsignaal.

Polarisatiebeinvloeding met vezelknellers wordt niet gezien als de uiteindelijke oplossing van het polarisatieprobleem. Veel eleganter zou het zijn als de polarisatiebeinvloeding met een geïntegreerd optisch circuit zou worden gerealiseerd, eventueel in combinatie met de locale laser, de koppelaar, en de optische ontvanger. Aan een dergelijke geintegreerde coherente ontvanger wordt in diverse laboratoria voorbereidend onderzoek gedaan.

In sommige gevallen is het mogelijk om met polarisatie-optiek en meerdere detectoren een polarisatie ongevoelige coherente ontvanger te realiseren (Glance 1987). Dit vereist een complexe signaalverwerking, en er treedt enige systeemdegradatie op.

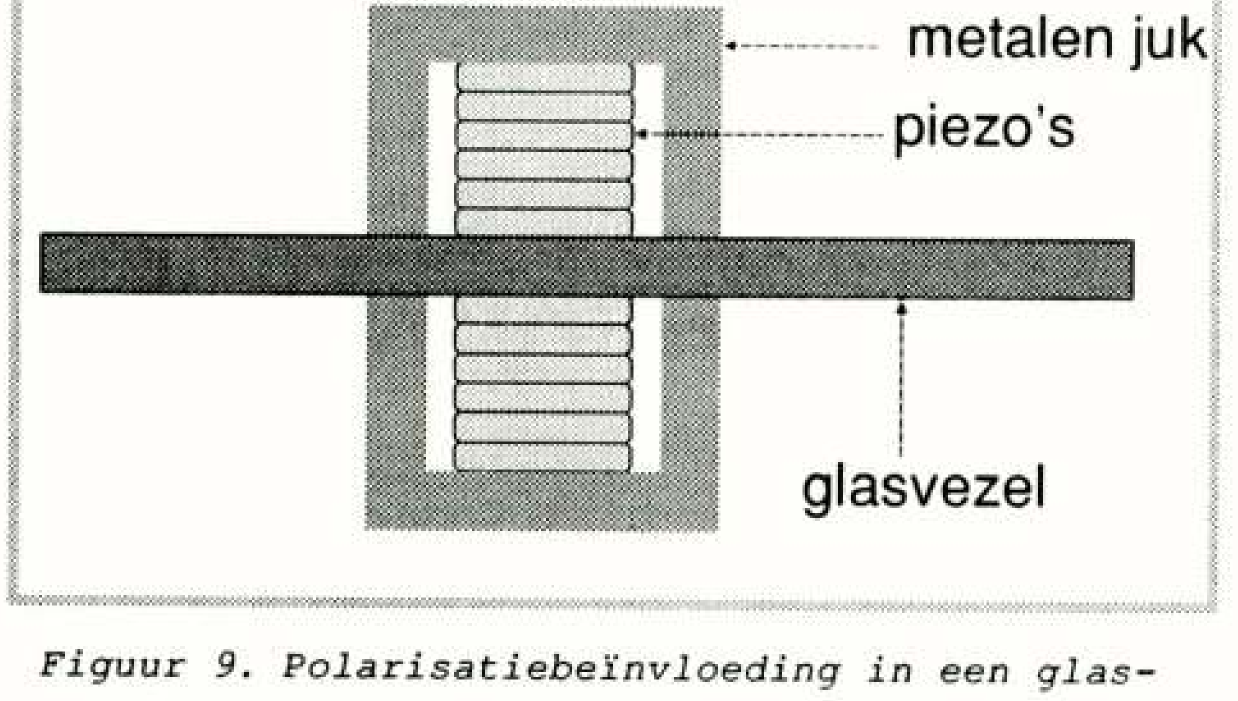
Aaneengesmolten vezelkoppelaar.

Bij het combineren van de lichtbijdragen van de zendlaser en de locale oscillator moeten de optische velden op de fotodetector goed samenvallen. Een ideale oplossing vormt de monomodus vezelkoppelaar. Deze wordt vervaardigd door twee glasvezels (zonder coating) onder verhitting te versmelten en enigszins uit te rekken. Hierdoor kernen, waardoor vermogen van de ene in de andere kern wordt gekoppeld (figuur 10).

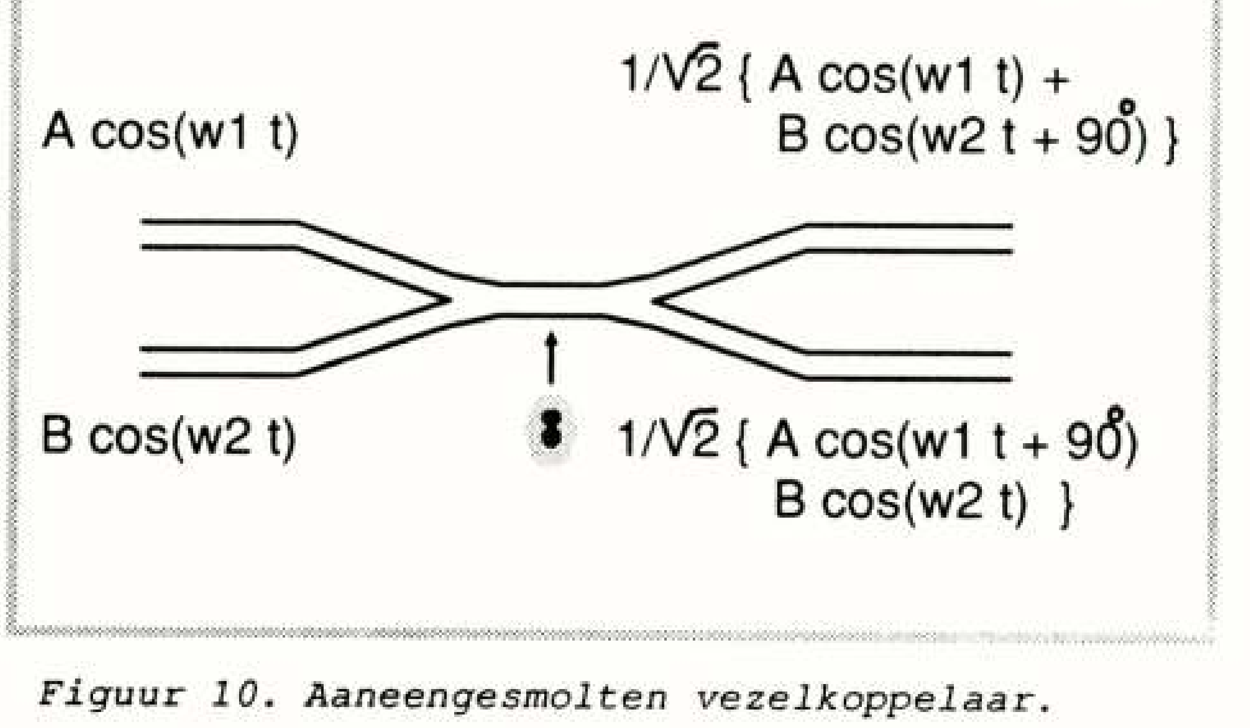
De koppelverhouding kan door de parameters van het produktieproces willekeurig worden ingesteld. Een eigenschap van een dergelijke koppelaar is dat het relatieve faseverschil van de gecombineerde bijdragen in de ene uitgangstak 180° verschilt met de andere uitgangstak. In de volgende paragraaf wordt een toepassing van deze eigenschap behandeld.

Optische ontvanger.

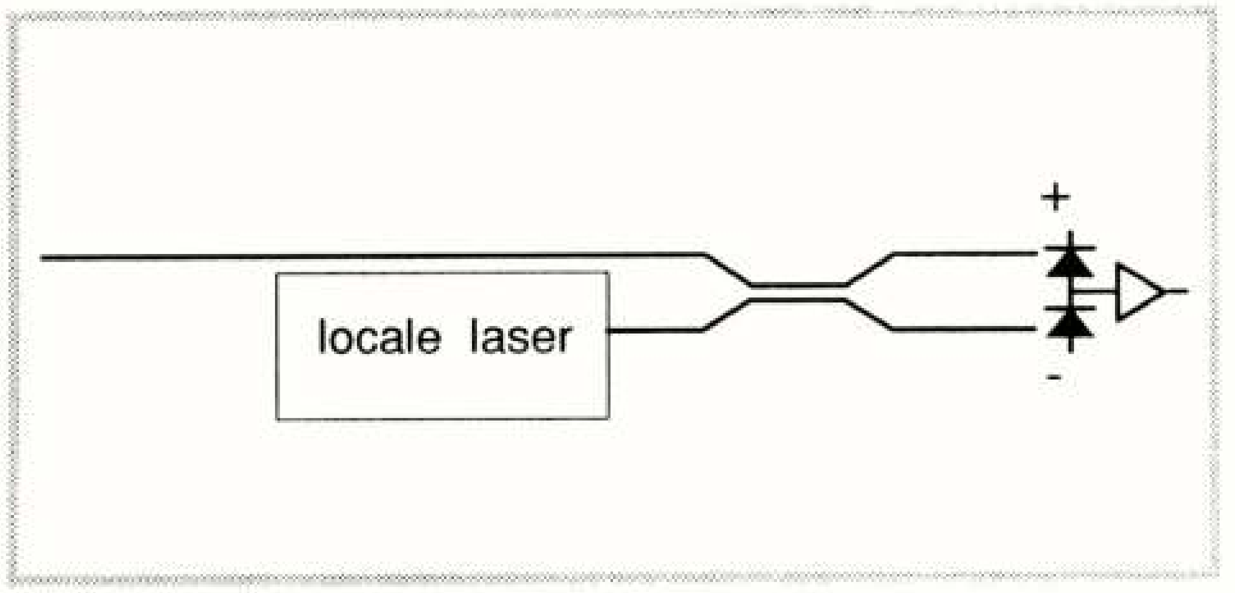
De optische ontvanger (Smith 1980) moet zeer breedbandig zijn. Vooral bij FSK en PSK is de bandbreedte van het middenfrequent signaal 2-6 maal hoger dan de bandbreedte van het over te



Figuur 9. Polarisatiebeïnvloeding in een glasvezel door middel van een vezelkneller.



Figuur 10. Aaneengesmolten vezelkoppelaar.



Figuur 11. Compensatie van intensiteitsruis door een gebalanceerde optische ontvanger.

brengen signaal. In theorie zou de ruis van de versterker geen rol spelen, als het vermogen van de locale laser onbeperkt hoog gemaakt kan worden. Dit vermogen is in praktische gevallen echter beperkt, zodat toch naar een ruisarm versterkerconcept moet worden gezocht. Integratie van fotodiode en ingangstrap op één substraat levert de beste resultaten voor ruisarme breedbandige versterkers.
Hoewel in principe een zelfde ontvanger als in een direkte detectie systeem te gebruiken is, zijn er enkele nieuwe concepten die voordelen bieden.
Enkele voorbeelden:

- Gebalanceerde optische ontvanger. Om de hagelruislimiet te bereiken moet de locale oscillator voldoende sterk zijn. Bij hoge laservermogens doet zich echter een ander probleem voor: de intensiteitsruis van de laser neemt toe. Het effect hiervan is te reduceren met het in figuur 11 aangegeven principe. De signalen van de twee fotodioden worden afgetrokken. Door de eigenschappen van de vezelkoppelaar wordt het mengproduct in beide takken opgeteld, terwijl de intensiteitsruis door aftrekking gecompenseerd wordt.

- Afgestemde optische ontvanger (tuned frontend). In een heterodyne systeem ligt het signaalspectrum gecentreerd rond de middenfrequentie. Een optische ontvanger die door middel van een resonantiekring is afgestemd op deze middenfrequentie kan soms voordelen bieden, omdat de versterking tussen DC en de laagste signaalfrequenties wordt onderdrukt, zodat er minder ruis binnenkomt.

Frequentieregeling van de locale oscillator.

Het gedetecteerde mengsignaal bevindt zich rond de verschilfrequentie van de zendlaser en de locale oscillator laser. Aangezien de frequentie van de zendlaser moeilijk exact constant te houden is, is een automatische frequentieregeling nodig. De frequentie van de locale oscillator wordt bijgeregeld door de laserstroom te variëren. Eventueel moet ook de temperatuur van de laser of de lengte van de uitwendige trilholte worden bijgeregeld. Het regelsignaal wordt afgeleid uit het middenfrequent signaal, bijvoorbeeld met een frequentie-discriminator. Deze geeft een uitgangssignaal dat afhangt van de centrale frequentie van het ingangssignaal.
Voor een homodyne systeem is het niet voldoende als de frequentie van de zendlaser en de locale oscillator gelijk zijn; de beide lasers moeten ook in fase aan elkaar gelockt worden. We spreken dan van een optische phase-locked-loop. Deze is zeer moeilijk te realiseren, en daardoor zal voorlopig de praktische toepasbaarheid van homodyne systemen beperkt blijven.

Demodulator.

Voor het demoduleren van het door de optische ontvanger geleverde middenfrequentsignaal gelden dezelfde basisprincipes als voor een demodulator in de radiotechniek. We onderscheiden synchrone en niet-synchrone demodulatie (Garret 1987). Bij synchrone demodulatie (ASK, FSK, PSK) wordt de fase-informatie van het signaal gebruikt; in de coherente ontvanger is een optische (homodyne) of een elektrische (heterodyne) phase-locked loop nodig. Ook zij er concepten waarbij meerdere fotodioden gebruikt worden (multiport-detectie of phase-diversity-receivers) (Kazovsky 1987). Bij niet-synchrone demodulatie (ASK, FSK) wordt een omhullende-detector (ASK) of een frequentiediscriminator (FSK) gebruikt. Een bijzondere klasse vormen de DPSK (differential phase shift keying) systemen; hierbij wordt het signaal overgebracht in de vorm van een faseverschil tussen opeenvolgende symbolen; demodulatie vindt plaats door het signaal te vermenigvuldigen met het over één symboolperiode vertraagde signaal.

CONCLUSIE.

Monomodus glasvezelkabels bieden de beste mogelijkheden voor breedbandige telecommunicatiesystemen. Er is een afweging gemaakt tussen directe en coherente detectie. Op korte en middellange termijn zullen voorlopig alleen directe detectiesystemen worden toegepast, omdat coherente systemen nog niet voldoende zijn uitontwikkeld.
Directe detectie biedt mogelijkheden om met een relatief eenvoudig systeem vele Gbit/s te transporteren over tientallen kilometers. We moeten ons echter realiseren dat bij een groeiende behoefte aan bandbreedte in de toekomst coherente systemen een belangrijke rol zullen gaan spelen. Ook voor toepassingen in het locale net waarbij de selectiviteit van de detectiemethode en de flexibiliteit van de frequentiestapeling van belang is, zullen coherent optische communicatie systemen naar verwachting een breed toepassingsgebied vinden.

REFERENTIES.

G.A.Acket en W.Nijman, Recente ontwikkelingen op het gebied van halfgeleiderlasers. Nederlands Tijdschrift voor Natuurkunde A53 (1987) no.1 pp 22-24.

J.P.Bekooij, E.B.Richard, and A.C.van Bochove, System design aspects of phase modulated optical fibre transmission of analogue CATV signals with non-synchronous heterodyne detection, Proceedings of the 13th ECOC, 1987.

R.C.Booth, Integrated optic devices for coherent transmission. Proceedings of the 11th ECOC, 1985.

R.M.Bulley, M.S.Goodman, H.Kobrinski, C.N.Lo, M.P.Vecchi and C.A.Brackett, Experimental demonstration of LAMBDANET: A multiwavelength optical network. Proceedings of the 13th ECOC, 1987.

K.J.Ebeling, Abstimmbare, monomode emittierende Halbleiterlaser. Laser und Optoelektronik 1984 no.3 pp 176-186.

I.Garret and G.Jacobsen, The effect of laser linewidth on coherent optical receivers with non-synchronous demodulation. Journal of Lightwave Technology LT-5 (1987) no.4 pp 551-560.

B.Glance, Polarization independent coherent optical receiver. Journal of Lightwave Technology LT-5 (1987) no.2 pp 274-276.

A.H.Gnauck et al., Information-bandwidth limited transmission at 8 Gb/s over 68.3 km of single-mode optical fiber. OFC 1986, post-deadline paper PDP9.

C.H.Henry, Phase noise in semiconductor lasers. Journal of Lightwave Technology LT-4 (1986) no.3 pp 298-315.

T.G.Hodgkinson, D.W.Smith, R.Wyatt and D.J.Malyon, Coherent optical fibre transmission systems. Br.Telecom Technol. J. 3 (1985) no.3 pp 5-18.

K.-Y.Liou, R.T.Ku, T.M.Shen and P.J.Anthony, Oscillation frequency tuning characteristics of fiber-extended-cavity distributed-feedback lasers. Appl.Phys.Lett. 50 (1987) no.7 pp 380-382.

L.Kazovsky, Recent progress in phase and polarization diversity coherent optical techniqes. Proceedings of the 13th ECOC, 1987.

K.Kobayashi, I.Mito, Progress in narrow-linewidth tunable laser sources. Technical Digest OFC/IOOC '87, paper WC1.

T.Okoshi e.a., Polarisation state control schemes for heterodyne or homodyne optical fiber communications. J. Lightwave Technol. LT-3 (1985) p.1232.

J.Salz, Coherent lightwave communications, Bell Systems Technol. J. 64 (1985) pp 2153-2209.

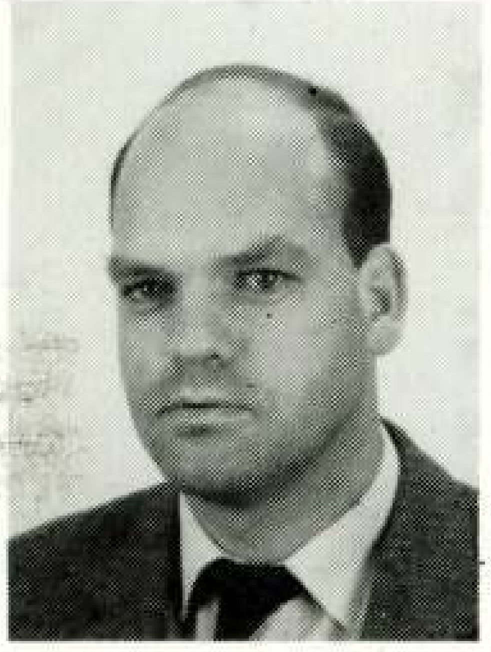
J.Salz, Modulation and detection for coherent lightwave communications, IEEE Communications Magazine, 24 (1986) p.38-49.

R.G. Smith and S.D. Personick, Receiver design for optical fiber communication systems. In: semiconductor devices for optical communications, H. Kressel (ed), Springer Verlag (1980).

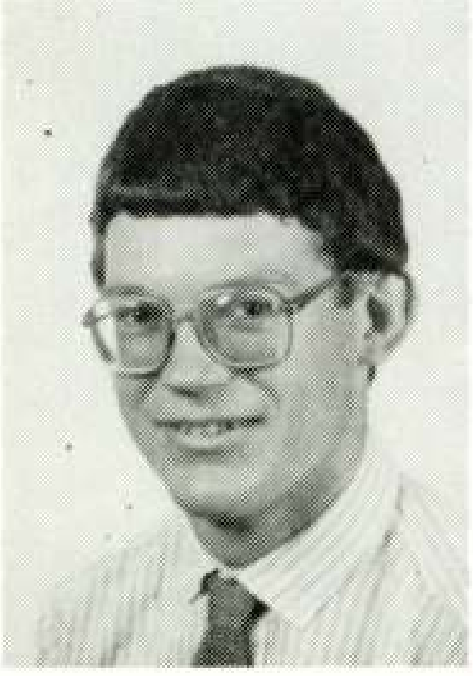
N.G.Walker and G.R.Walker, Polarization control for coherent optical fibre systems. Br. Telecom. Technol. J. 5 (1987) 2 pp.63-76.

R.Wyatt, Spectral linewidth of external cavity semiconductor lasers with strong, frequency-selective feedback. Electronics Letters 21 (1985) no.15 pp 658-659.

Voordracht gehouden tijdens de 357[a] werkvergadering.



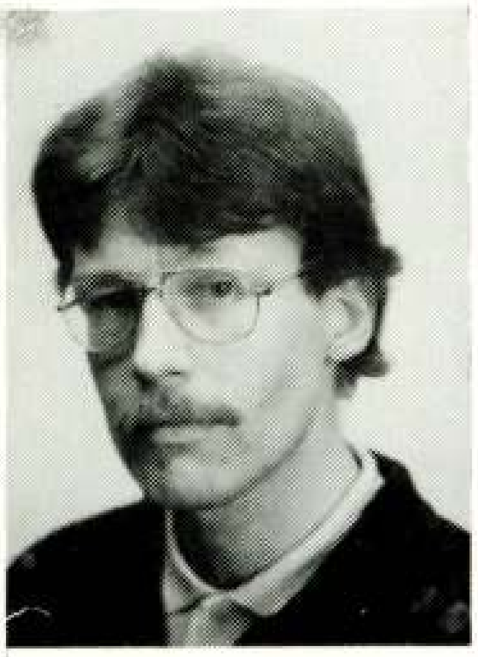
Ir. A.C. van Bochove



Ir. A.M.J. Koonen



J.H. Schadé



Drs. M.B.J. Diemeer

IEEE BENELUX SECTIE
NEDERLANDS ELEKTRONIKA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(357Aste WERKVERGADERING)
AFDELING TELECOMMUNICATIE VAN HET KIVI

UITNODIGING Voor de lezingendag op **Donderdag 7 april 1988** in gebouw HV4 van AT&T en Philips Telecommunicatie Bedrijven B.V. te Huizen.

THEMA: Optische verbindingen met hoge capaciteit.

TOELICHTING: De mogelijkheden, geboden door digitale optische transmissie middelen om grote hoeveelheden informatie te vervoeren nemen sterk toe.
Het is de bedoeling om op deze lezingendag een overzicht te geven van de huidige stand van zaken, zowel in Research, Voorontwikkeling als Systeem ontwikkeling.

PROGRAMMA:

9.30-10.00 uur	:	Ontvangst en koffie
10.00-10.10 uur	:	Welkom bij APT
10.10-10.50 uur	:	Mr. Ir. G.P.M. Akkermans APT, Systeem Ontwikkeling Transmissie "Een 2,4 Gbit/s Optisch Transmissie Systeem"
10.50-11.10 uur	:	Koffiepauze
11.10-11.50 uur	:	Ir. A.C. van Bochove P.T.T. Dr. Neher Laboratorium "Coherente Optische Communicatie Systemen"
11.50-12.30 uur	:	Ir. A.M.J. Koonen en J.H. Schadé APT - Exploraties Transmissie "Optiek en IC-Technologie voor Gigabit/s Transmissie Systemen"
12.30-14.30 uur	:	Lunch
14.30-15.00 uur	:	Demonstraties
15.00-15.40 uur	:	Ir. P.P.G. Mols Philips Nat. Lab. "FSK Coherente Optische Systemen voor TV Distributie"
15.40-16.00 uur	:	Theepauze
16.00-16.40 uur	:	Drs. M.B.J. Diemeer P.T.T. Dr. Neher Laboratorium "Geïntegreerde Optische Componenten"

Voor de leden van IEEE, KIVI of het NERG zijn geen kosten verbonden aan de deelname.

De lunch wordt aangeboden door de APT Directie.

Het totaal aantal deelnemers is beperkt tot max. 75 personen.
Toegang uitsluitend na inzenden van de aangehechte kaart, voor 30 maart 1988.
Deelnemers dienen deze uitnodiging mee te nemen en op verzoek aan de portier te tonen.

Het laboratorium van APT is gelegen aan de Botterstraat hoek Havenstraat te Huizen. Per trein en bus te bereiken via de stations te Hilversum of Naarden/Bussum.
Met de auto de afslag van RW1 nemen naar Huizen, gelegen tussen Bussum en Laren. Indien men deze weg (Crairoseweg) volgt komt men vanzelf achter de APT vestiging uit.

Brussel, maart 1988

Namens de samenwerkende verenigingen,
Ir. J. Noordanus,
Secretaris IEEE Benelux sectie.

FIBRE-OPTIC COMPONENTS FOR MULTIGIGABIT/S TRANSMISSION SYSTEMS

A.M.J. Koonen

AT&T en Philips Telecommunicatie Bedrijven B.V.

The various (electro-)optical components suited for multigigabit-per-second direct detection optical fibre transmission are reviewed, as well as the limits they impose on the system performance.

1. Introduction

During the last years considerable progress has been made in research and development of high-speed direct detection optical fibre transmission systems. Up to now, bitrates as high as 10 Gbit/s over 80 km of single-mode fibre have been achieved, and work is going on to increase the bitrate-distance product still further.

In the following an overview will be given of the (electro-)optical component technologies which are essential for the realization of Gbit/s direct detection fibre transmission systems. The limits put on the system performance by these components will be discussed.

2. General set-up of an optical transmission link

A high-speed direct detection optical transmission link is usually built up as shown in figure 1.

At the transmitting side, a multiplexer combines a number of input data streams into a high-speed data stream. A line coder adds some redundant bits to this stream according to a specific coding rule. In this way the transmission properties are improved, by facilitating clock extraction at the receiver, in-service error monitoring, low frequencies-suppression, etc. However, the data speed is increased for binary coding. At very high speeds it can be advantageous to interchange the multiplexing and coding functions.

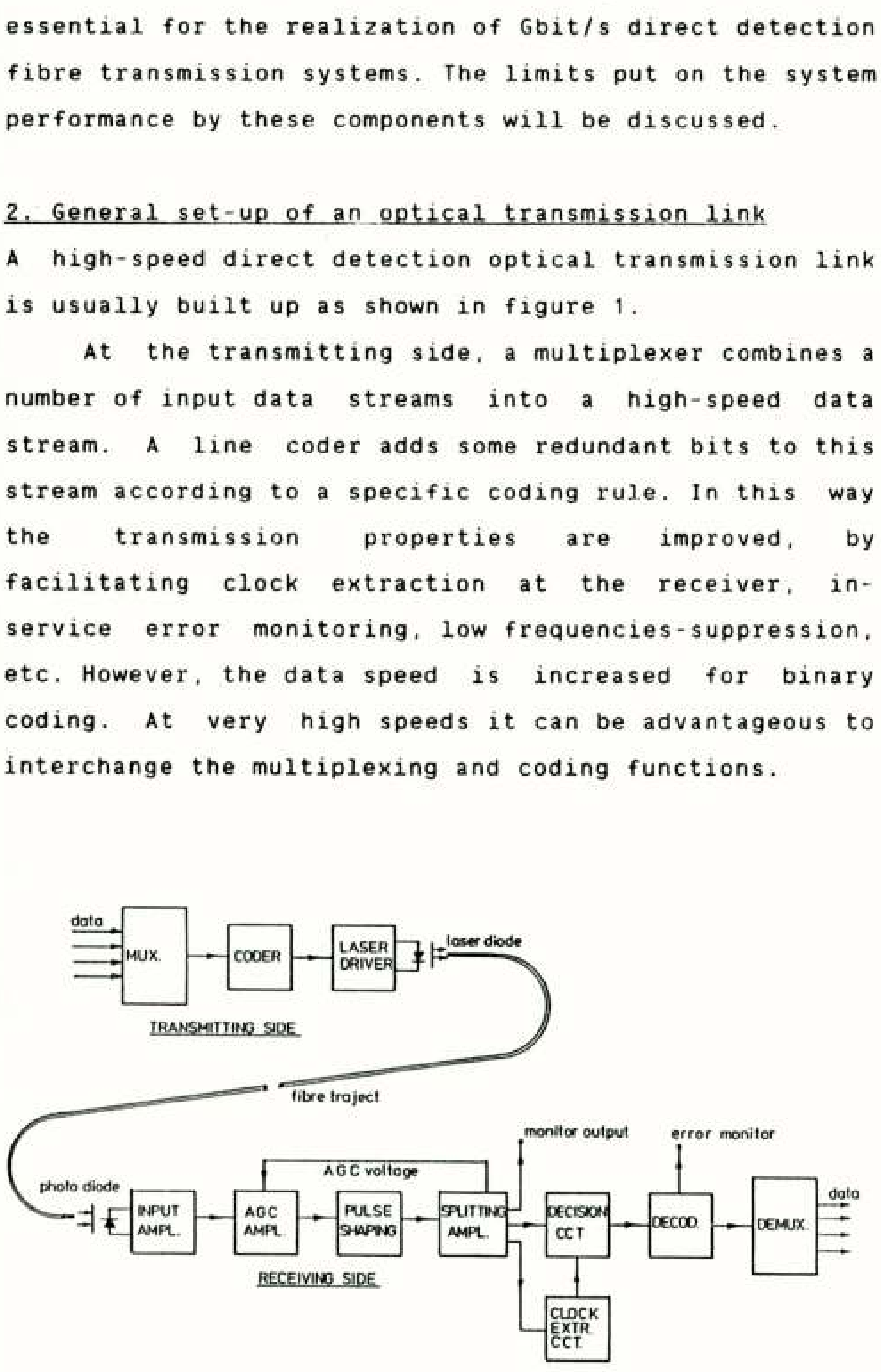


Fig. 1. General set-up of a direct detection optical transmission system.

The laser driver circuit converts the coded data stream into an electrical current suitable to drive the laser diode. The optical output of the laser is launched into the transmission fibre, and is converted to an electrical current again by the photodiode at the receiving end.

The low-noise pre-amplifier followed by the main amplifier with automatic gain control (AGC) yields a signal of which the amplitude is insensitive to variations in the intensity of the received optical signal. Via a pulse shaping filter and a splitting amplifier the signal is fed to the decision circuit, which, with the aid of the clock signal regained from the data by the clock extraction circuit, restores the data signal in its original form. Hereafter a decoder circuit removes the redundancy added by the coder, and the resulting data stream is separated in the constituent data streams again by the demultiplexer. Via the monitor output of the splitting amplifier, the received signal waveforms can be displayed. By checking the input data stream for coding rule violations, errors incurred during transmission can be monitored by the decoder.

In the following we will concentrate on the electro-optical components in this direct-detection system, i.e. the laser diode and the photodiode, and on the optical fibre.

Two wavelength regions are of interest for long-haul high-speed transmission : the region around 1.3 µm, and around 1.55 µm. The first region offers a low dispersion on the standard single-mode fibre, whereas the second region offers a lower attenuation.

3. Optical fibres

High-bitrate long-haul optical transmission requires the application of single-mode fibre, i.e. a fibre in which the light signal can propagate in only a single mode, thus minimizing the pulse dispersion.

Three types of single-mode fibre can be distinguished : the standard step-index fibre (SI-SM), the dispersion-shifted fibre (DS-SM), and the

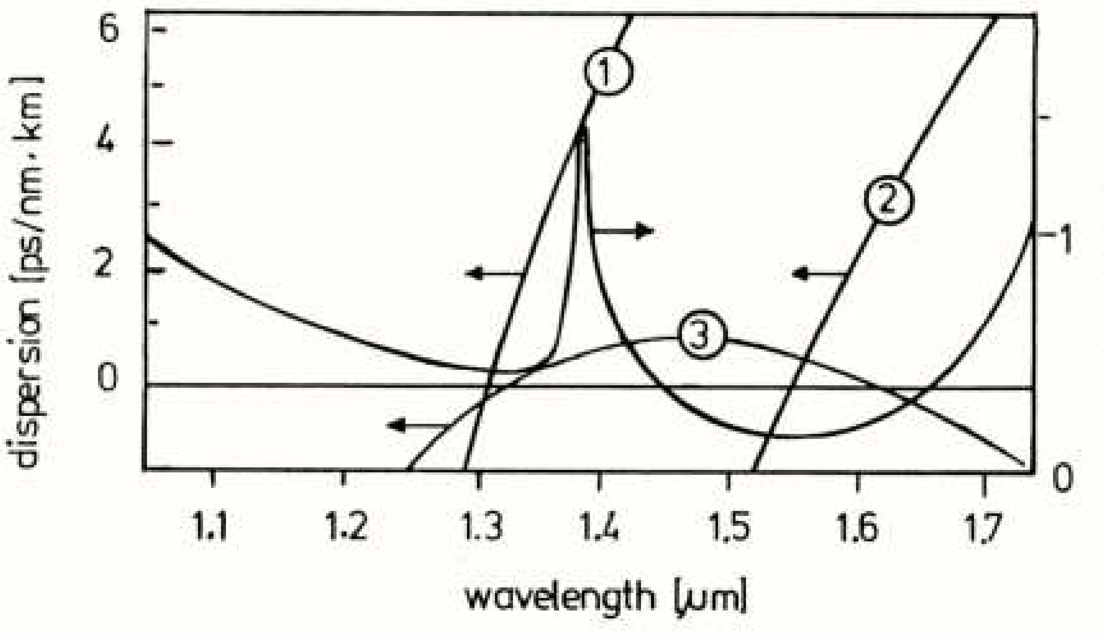


Fig. 2. Characteristics of single-mode fibre.
(1 : conventional SM fibre
2 : dispersion shifted SM fibre
3 : dispersion flattened SM fibre)

dispersion-flattened fibre (DF-SM). This classification is based on the dispersion behaviour as a function of the wavelength : the SI-SM fibre has a dispersion zero at about 1.3 μm, the DS-SM fibre at about 1.55 μm, and the DF-SM fibre at both 1.3 and 1.55 μm. The advantage of transmission at 1.55 μm in comparison with 1.3 μm is the lower fibre attenuation (typically 0.2 and 0.5 dB/km, respectively).

Figure 2 shows the characteristic attenuation and dispersion curves of the three fibre types.

With a DF-SM fibre, high speed transmission at both 1.3 μm and 1.55 μm is possible; thus wavelength division multiplexing (WDM) systems at these wavelengths can be realized. Also of importance is the small slope of the dispersion curve at the dispersion zeros, which minimizes the impairments by spectral fluctuations of the laser.

Presently the SI-SM fibre is commonly installed; in the near future the DS-SM and possibly the DF-SM fibre may follow. All three fibres are suited for multigigabit/s transmission. For long distances, however, the DS-SM and DF-SM fibres are more suited, with the DS-SM fibre probably remaining cheaper due to its simpler refractive index profile.

4. Laser diodes

Laser diodes are applied as optical sources in trunk transmission systems, because they have a small spectral width and high output power.

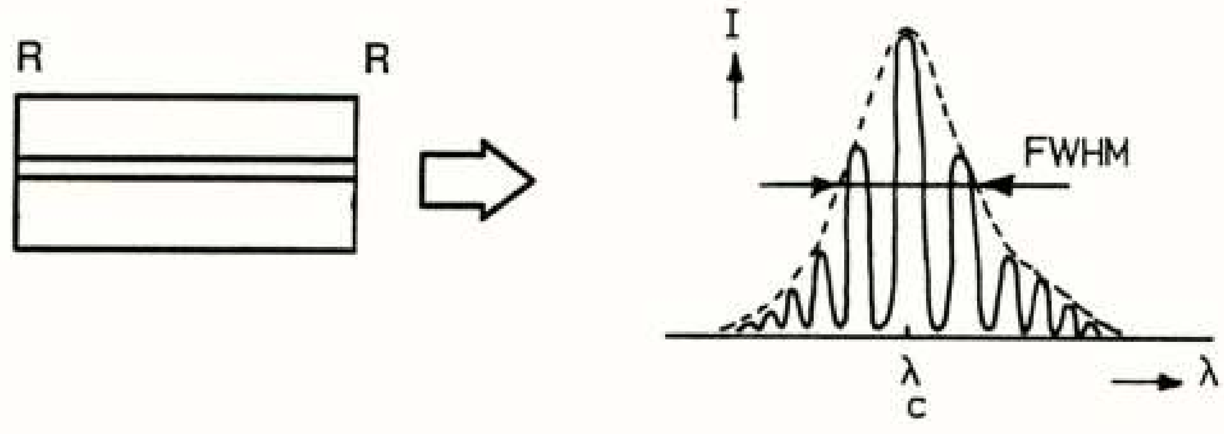


Fig. 3. Basic structure and spectrum of a Fabry-Perot laser diode.

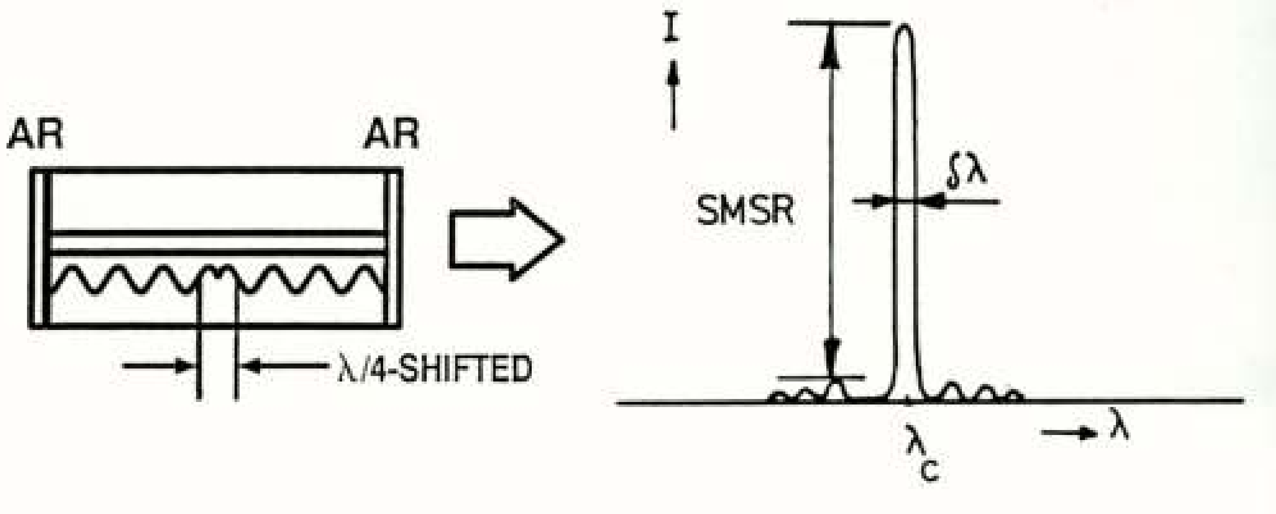


Fig. 4. Basic structure and spectrum of a distributed-feedback laser diode.

The conventional Fabry-Perot (FP) laser diode structure has an active region which is enclosed by two high reflecting end facets. As shown in figure 3, the emission spectrum has a number of modes, and has a full-width-at-half-maximum (FWHM) of typically 3 to 5 nm. This spectral width, and the instabilities in the power distribution among these modes, may lead to unacceptably high dispersion and mode partition noise in high-bitrate long-haul systems, in particular if the emission wavelength is not close to the fibre dispersion zero.

Recently laser diodes emitting in only one spectral line have become available. The so-called distributed-feedback (DFB) laser diodes have a periodical structure close to the active region, and anti-reflection coated end facets (see fig. 4). The spectral line has a width δλ of typically less than 0.1 nm, and the side mode suppression ratio (SMSR) is typically 30 dB or more. Therefore this laser type is suited for multigigabit/s transmission systems; chirp, i.e. a small wavelength shift during modulation, ultimately limits the transmission speed.

The largest bitrate-distance product can be realized with a DFB laser emitting a continuous light stream, followed by an external intensity modulator. Thus the optical spectrum of the light signal may be as narrow as that of the modulating signal itself. Up to now, these modulators have a rather high insertion loss (about 6 dB) and need a large drive signal (some +20 dBm).

Both laser types can be realized in the 1.3 μm as well as in the 1.55 μm region, by growing InGaAsP heterojunction layers on an InP substrate.

When a laser is modulated with a small signal, the frequency response curve of the electrical-current-to-optical-power conversion shows a resonance peak at the relaxation oscillation frequency (see figure 5). This frequency can be increased up to several GHz by enlarging the bias current I_B. About 20 GHz bandwidth has been reached in a mesa buried heterostructure laser [1]. The maximum modulation bandwidth is also limited by the parasitic capacitances and bonding inductances in the laser package.

For large signal modulation as used in transmission systems, maximum bitrates of about 1.3 times the relaxation oscillation frequency are attainable, provided that the package parasitics are sufficiently small. Commercially available lasers can be modulated typically up to about 2.5 Gbit/s; in research 16 Gbit/s non-return-to-zero (NRZ) pulse modulation has been achieved with a constricted-mesa laser diode [2].

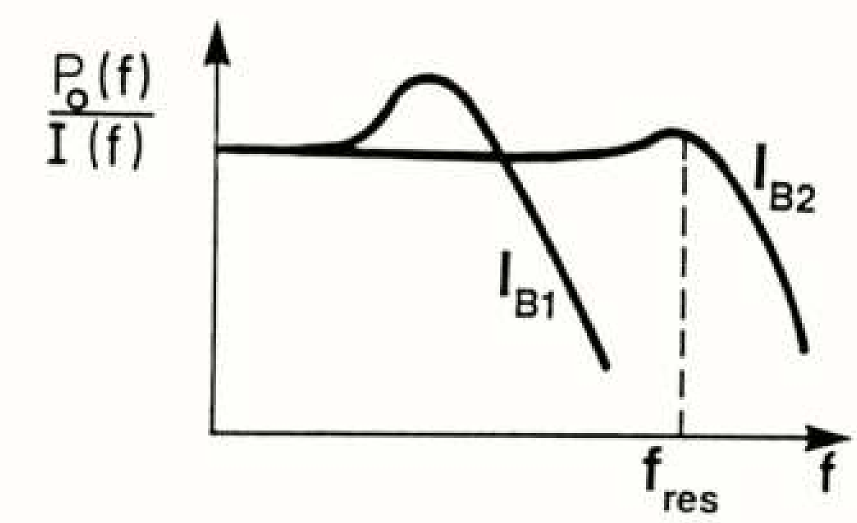


Fig. 5. Small signal frequency response of a laser diode.

5. Photodiodes

At the receiving side of a trunk transmission system two types of photodiodes can be applied : the PIN photodiode and the avalanche photodiode (APD). In contrast with the PIN photodiode, an APD has an internal signal gain before the noise of the subsequent amplifier is added, which increases the receiver sensitivity; however, the random nature of the avalanche gain also adds some excess noise. The sensitivity of an APD receiver can therefore be about 8 dB better than that of a PIN receiver. Due to the limited gain-bandwidth product of an APD, this advantage diminishes at very high bitrates.

Both the PIN and APD photodiodes are available for the wavelength region including 1.3 µm and 1.55 µm. The first APDs for long wavelength transmission systems were realized in the well-known germanium technology. Thanks to progress in material technology ternary InGaAs PIN photodiodes and APDs are now commercially available. An important advantage of InGaAs as compared to Ge is the inherently lower dark current, which leads to a better receiver sensitivity. The dark current of a Ge APD may be lowered with an internal thermo-electric cooler, at the expense of extra dissipation.

Another advantage of InGaAs instead of Ge as material for an APD is the lower excess noise. Furthermore, InGaAs APDs are faster and have a larger optimum multiplication factor than Ge ones; for instance, the typical gain-bandwidth products are 20 and 10 GHz respectively, and the bandwidths 3 and 1 GHz. An InGaAs APD with a gain-bandwidth product of 75 GHz and a maximum bandwidth of 7.5 GHz has been reported from research [3].

The best receiver sensitivity at high bitrates will be reached with an InGaAs APD, followed by a GaAs FET high impedance amplifier (HZ); with a transimpedance amplifier (TIA), however, the dynamic range is larger. For instance, at 1.7 Gbit/s and 1.3 µm wavelength a sensitivity of -35 dBm has been reached with a Ge APD, and -36 dBm with an InGaAs APD followed by a GaAs FET TIA; at 4 Gbit/s and 1.3 µm -29 dBm has been reached with an InGaAs APD followed by a GaAs FET TIA, and -32 dBm when followed by a GaAs FET HZ amplifier. Finally, at 10 Gbit/s and 1.55 µm a sensitivity of -21.7 dBm was achieved with a 70 GHz gain-bandwidth product InGaAs APD having a maximum bandwidth of 7.5 GHz, followed by a 50Ω GaAs FET amplifier [4].

6. Transmission system limits

The performance of direct detection systems is limited by two system data : the attenuation and the dispersion in the fibre link.

The fibre attenuation at 1.3 µm wavelength is about 0.5 dB/km, and at 1.55 µm 0.2 to 0.3 dB/km. At lower bitrates, the maximum transmission distance is limited by the fibre attenuation, as shown in fig. 6. The receiver sensitivity for FET preamplifiers decreases with about 4.5 dB per octave increase in bitrate.

At higher bitrates, dispersion effects determine the maximum transmission distance. With a 1.55 µm FP laser diode and a conventional step-index single-mode fibre (SM), mode partition noise (MPN) yields a bitrate * distance limit of about 10 Gbit.km/s; with the same fibre, but with a 1.3 µm FP laser, the MPN-limit lies at about 60 Gbit.km/s. A further improvement is achieved if a 1.55 µm FP laser is combined with a dispersion-shifted (DS) single-mode fibre. Then MPN limits the bitrate-distance product to about 200 Gbit.km/s. However, as conventional SM fibre has already been installed at a large scale, it is more appropriate to combine this SM fibre with a 1.55 µm DFB laser. Chirp limits the bitrate-distance product to about 400 Gbit.km/s.

The highest bitrates over the longest distances are achieved if a 1.55 µm DFB laser diode is applied with a dispersion-shifted single-mode fibre; the limitation is then put by the signal bandwidth itself.

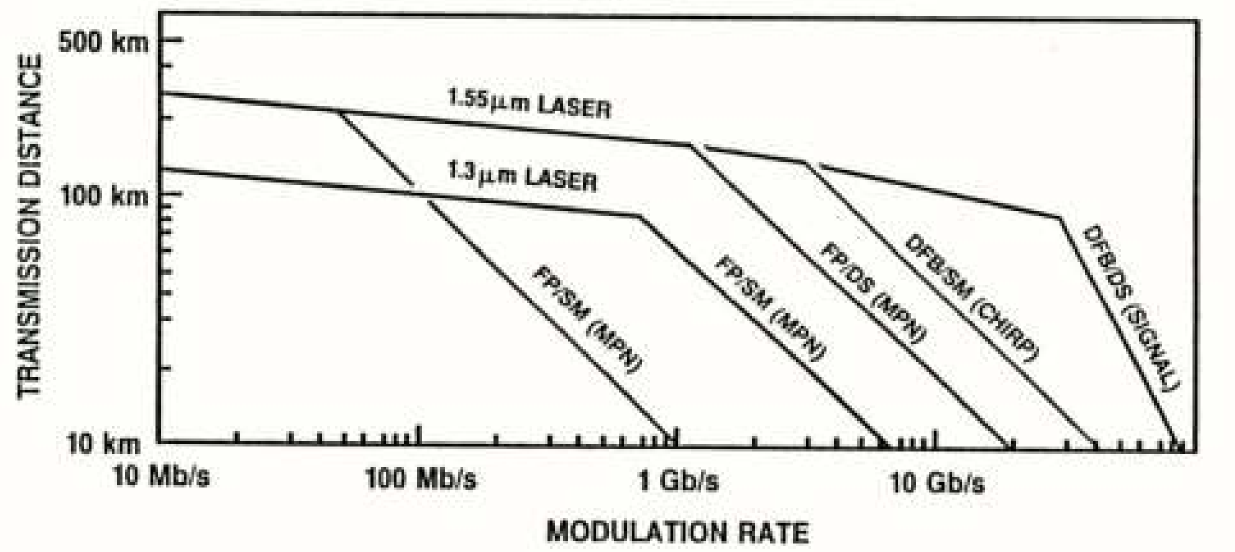


Fig. 6. System transmission limits.

Clearly for moderate distances up to about 30 km the combination of a 1.3 μm FP laser diode with the common single-mode fibre permits bitrates up to circa 2 Gbit/s. However, 2.4 Gbit/s transmission over long lengths of this fibre, say 100 km, requires the application of a 1.55 μm DFB laser diode. Even up to 10 Gbit/s over moderate distances this laser-fibre combination is appropriate.

7. A realization of a 2.26 Gbit/s system

In our Explorations department we have realized a 2.26 Gbit/s optical transmission system, featuring 16 plesiochronous inputs at 140 Mbit/s, and a three-level optical signal on the fibre. The system set-up is schematically depicted in figure 7 [5].

At the transmitting side, the four ternary synchronous 565 Mbit/s inputs are each coming from a 4B3T coder/multiplexer, which multiplexes and codes four 140 Mbit/s plesiochronous input data streams. These ternary 565 Mbit/s streams are firstly each decomposed in the two binary +/0 and 0/- parts; the +/0 streams are multiplexed, and the -/0 streams as well. The driver combines the multiplexed signals into a 2.26 Gbit/s ternary signal, having a line rate of 1.69 GBaud.

A 1.3 μm FP laser diode launches the ternary optical signal into a conventional single-mode fibre.

At the receiving end, a front-end amplifier with a Ge-APD (diameter active region 30 μm) is followed by the main amplifier including automatic gain control. One of its three outputs can be used to monitor the eye diagram of the received signal. A clock extractor recovers the 1.69 GHz clock frequency signal, which is divided by 4 to drive the four ternary decision circuits with the correct phases. Thus the demultiplexed 565 Mbit/s ternary data signals are available again, and are each decomposed in the original four 140 Mbit/s plesiochronous data streams by 4B3T decoder/demultiplexer equipment.

A receiver sensitivity of -23 dBm for a bit-error-ratio of 10^{-9} (measured on a 140 Mbit/s channel) has been reached; some sensitivity improvement may be achieved by further optimizations.

An advantage of this ternary transmission scheme as compared with a binary scheme is the by 25% reduced line rate, which considerably relaxes the requirements on the speed of the electronics. Almost all circuitry is in silicon bipolar technology. Furthermore, it offers an attractive upgradability of existing 565 Mbit/s systems, by making use of the 4x140 Mbit/s to 565 Mbit/s multiplexing and coding equipment. However, the circuitry is somewhat more complex than that of a binary system.

Further experiments are now being done on a 2.4 Gbit/s binary system, having 5B6B line coding and 16 plesiochronous inputs at 140 Mbit/s. The line speed in this system is 2.7 GBaud. Several electronic functions have been realized in gallium-arsenide IC technology. The system performance with the application of DFB lasers and InGaAs APDs is studied.

8. Conclusions

Multigigabit/s direct detection optical transmission systems are feasible using the presently available (electro-)optical components. Long-haul systems on the commonly installed single-mode fibre (having a

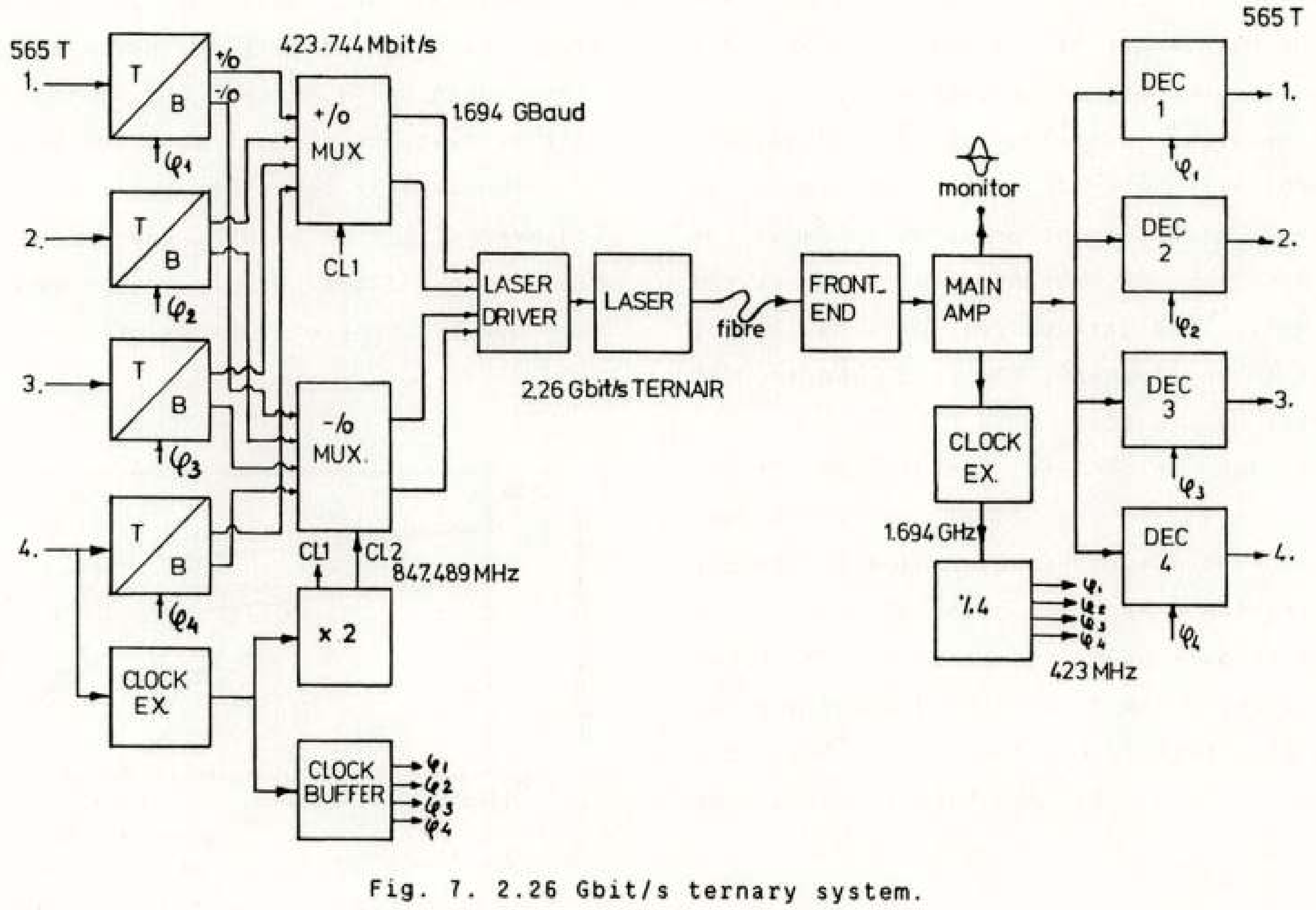


Fig. 7. 2.26 Gbit/s ternary system.

dispersion zero at 1.3 μm) transmitting bitrates of 2.4 Gbit/s or higher preferably use a 1.55 μm DFB laser diode. Laser instabilities due to optical reflections can be prevented by inserting an optical isolator directly after the laser diode. At the receiver an InGaAs APD is preferred for the highest sensitivity.

Very high bitrate systems over long fibre lengths may be achieved by using a 1.55 μm DFB laser diode and dispersion-shifted single-mode fibre; a 10 Gbit/s system over 80 km of fibre has already been reported from research [4].

Device developments on continuously-emitting (external cavity) DFB lasers followed by an external intensity modulator increase the transmission distance of dispersion-limited systems still further. The link length of attenuation-limited systems can be increased by the insertion of optical amplifiers, which are however still in the research phase; 1 Gbit/s over 313 km has already been reported [6].

References

[1] R. Olshansky : "Developments in high-speed lasers and their application to optical fiber systems", Proc. of Opt. Fiber Comm. Conf., New Orleans, 25-28 Jan. 1988, paper WB-1.

[2] A.H. Gnauck and J.E. Bowers : "16 Gbit/s direct modulation of an InGaAsP laser", Electr. Lett., Vol. 23, No. 15, 16th July 1987, pp. 801-803.

[3] T. Torikai et al. : "Small area planar InGaAs avalanche photodiode with 7.5 GHz bandwidth", Proc. of Opt. Fiber Comm. Conf., New Orleans, 25-28 Jan. 1988, paper TUC-5.

[4] S. Fujita et al. : "A 10 Gb/s - 80 km optical fiber transmission experiment using a directly modulated DFB-LD and a high speed InGaAs-APD", Proc. of Opt. Fiber Comm. Conf., New Orleans, 25-28 Jan. 1988, paper PD-16.

[5] A. Wismeijer and A.M.J. Koonen : "High bitrate optical transmission systems", Proc. of SPIE Conf., San Diego, 17-19 Aug. 1987, Vol. 841, pp. 183-188.

[6] N.A. Olsson et al. : "Coherent and direct detection transmission experiments using optical amplifiers", Proc. of Opt. Fiber Comm. Conf., New Orleans, 25-28 Jan. 1988, paper ThG-4.

Voordracht gehouden tijdens de 357[a] werkvergadering.

IC-TECHNOLOGIE VOOR GIGABIT/S TRANSMISSIE

J.H.Schadè

AT&T en Philips Telecommunicatie Bedrijven (APT)

IC-Technology for Gigabit/s Transmission. The evolution to higher bit-rates has led to consideration of alternative semi-conductor materials like GaAs. Advantages and disadvantages of GaAs versus Silicium are summarized and some details are given of GaAs MESFET technology. Some examples of IC's realized in Source Coupled Fet Logic are described shortly.

1. Inleiding

De evolutie naar steeds hogere bitfrekwenties voor digitale transmissie stelt hoge eisen aan de benodigde electronica. Speciale geintegreerde circuits (IC's) zijn hiervoor ontwikkeld.

De IC-technologieën zijn in te delen in twee hoofdgroepen, resp. gebruik makend van Field Effect Transistoren (FET's) en Bipolaire Transistoren. Tot de eerste groep behoren de Complementaire Metal Oxyd Semiconductor (C-MOS) en de N-Channel MOS (N-MOS) techniek. Voorbeelden van de tweede groep zijn Transistor-Transistor Logic (TTL) en Emitter Coupled Logic (ECL). Als snelste van de genoemde technologieën staat bekend de ECL technologie, met als nadeel de hoge vermogensdissipatie.

Het bereiken van steeds hogere snelheden is mogelijk door het verkleinen van de afmetingen van transistoren en interconnectielijnen. Dit stelt hoge eisen aan de lithografische techniek. In de laatste decennia is gebleken dat een schaalverkleining met een factor 2 telkens ongeveer 7 jaar heeft gekost.

Behalve het omlaag schalen van afmetingen heeft men dan ook gezocht naar andere halfgeleidermaterialen met betere eigenschappen dan het meest gebruikte Silicium (Si). Men heeft deze gevonden in de z.g. III-V samengestelde halfgeleiders Gallium-Arseen (GaAs) en Indium-Phosphide (InP), waarvan de eerste tot nog toe het meest uitgebreid is onderzocht.

Over de vraag of, en in hoeverre, GaAs beter is dan Si is tussen de respectievelijke voorstanders een hevige strijd gevoerd, die nog steeds niet is uitgewoed. In Par. 2 zal hierop verder worden ingegaan.

In Par. 3 volgt dan een nadere beschouwing van de GaAs technologie, en wel de momenteel voor produktie meest geschikte variant, n.l. de Metal Semiconductor FET Technologie.

Tenslotte worden in Par. 4 voorbeelden gegeven van reeds gerealiseerde GaAs circuits.

2. Silicium versus GaAs

In het volgende worden de voor- en nadelen van GaAs t.o.v. Si opgesomd. De genoemde getalwaarden zijn benaderingen en kunnen bovendien nog variëren met de omstandigheden (bijv. temperatuur).

Voordelen van GaAs t.o.v. Si:

a. De electronenmobiliteit (bij lage veldsterkte) is 5 maal zo groot

b. De verzadigingssnelheid (bij hoge veldsterkte) is 2 maal zo groot

c. Het substraat is (semi-)isolerend
   - Lagere parasitaire capaciteit t.o.v. het substraat
   - Betere isolatie van transistoren

d. Grotere band-gap (1.4 eV; Si: 1.1 eV)
   - Hogere toelaatbare chiptemperatuur
   - Lagere ruis

e. Ongevoeliger voor radio-actieve straling (belangrijk voor militaire- en ruimtevaart-toepassingen)

Nadelen van GaAs t.o.v. Si:

a. De gatenmobiliteit is 2 maal zo klein
   - Niet geschikt voor C-MOS (p-kanaal FET te slecht)
   - Niet geschikt voor Bipolaire transistoren (hoge basisweerstand)

b. Het substraat is (semi-)isolerend
   - Geen afschermende werking, dus meer overspraak tussen parallel lopende interconnectielijnen

c. De warmtegeleiding is 2 maal zo slecht

d. Geen stabiel "eigen" oxyde
   - Geen MOS mogelijk
   - Moeilijker passivering

e. Moeilijker procestechnologie
 -2-Componenten kristalrooster
 -Geringe mechanische sterkte

Het zal geen verbazing wekken dat de weegfactoren voor de voor- en nadelen van GaAs bij voor- en tegenstanders nogal verschillen.

Als belangrijkste voordelen van GaAs zijn altijd genoemd de 5 maal zo hoge electronenmobiliteit en het (semi-)isolerende substraat. Het gevolg hiervan is een hogere transconductantie (steilheid) en een lagere capaciteit. De snelheidswinst van een digitaal circuit zou dan, volgens de GaAs onderzoekers, t.o.v. Si minstens een factor 5 kunnen zijn, bij gelijke dissipatie. Of, omgekeerd, bij gelijke snelheid zou minstens een factor 5 lagere dissipatie gehaald kunnen worden.

De voorstanders van Si daarentegen wijzen steevast op de "slechts" 2 maal zo hoge verzadigingssnelheid en op het feit, dat men eigenlijk de huidige GaAs FET technologie moet vergelijken met de snelste, dus bipolaire, Si-technologie.

Het antwoord van de GaAs adepten is, dat men gelijksoortige technieken moet vergelijken, dus FET versus FET. Verder moet men bij het omlaagschalen van FET's om hogere snelheden te bereiken ook de spanning en de logische slag verlagen. Daardoor wordt voor een steeds groter deel in het onverzadigde gebied gewerkt en is de snelheidswinst t.o.v. Si dus méér dan een factor 2 bij gelijke vermogensdissipatie. Bovendien ziet men ook in GaAs wel degelijk kans om zeer snelle bipolaire transistoren te maken, namelijk door gebruikmaking van heterostructuren, zoals ook toegepast in lasers. Men spreekt dan van de Hetero-junction Bipolar Transistor (HJBT of HBT). Een heterostructuur ontstaat door op een GaAs substraat verschillende lagen te laten groeien, waaronder lagen van ternaire samenstelling, bijv. GaAlAs. Deze HBT-technologie verkeert echter nog in het research-stadium.

Iets verder ontwikkeld is de toepassing van heterolagen in de eenvoudiger FET-structuur. Het pricipe is, dat een heterostructuur het mogelijk maakt de functies van opwekking en geleiding van de electronen te scheiden, waardoor verdere snelheidswinst bereikt kan worden. Dit vereist enige toelichting. In een "normale" GaAs FET wordt de electronenmobiliteit geremd door de donor-atomen, die nodig waren om de electronen te genereren. In een heterostructuur worden de electronen opgewekt in een gedoopte GaAlAs-laag, grenzend aan een dunne ongedoopte GaAs-laag. Door het verschil in bandgap ontstaan aan het grensvlak van beide lagen zodanige condities dat de electronen in de ongedoopte GaAs-laag binnendringen en daar vervoerd worden. Door de afwezigheid van donor-atomen is de mobiliteit in deze laag veel groter. Men spreekt in dit geval wel van een 2-dimensionaal electronengas. De zo gevormde FET wordt High Electron Mobility Transistor (HEMT) of Two-dimensional Electron Gas FET (TEGFET) genoemd. Een derde benaming, die men wel tegenkomt is Modulation-Doped FET (MODFET).

Welke conclusie kan een systeemontwerper nu trekken uit de controverse Si - GaAs ?
Momenteel kan hij voor direkte praktische toepassingen kiezen uit Si bipolaire- en GaAs MESFET-technologie. Het lijkt erop, dat de laatste bij de huidige stand van de betreffende procestechnologieën een voorsprong heeft in de orde van een factor 1.5 á 2 als het gaat om de hoogst bereikbare snelheid. Niettemin begint de Si-technologie toch de 2 Gbit/s grens te naderen. Voor de allerhoogste snelheid blijft GaAs de potentiële winnaar, vooral als de HBT tot rijpheid komt. Dit is echter niet alleen een technisch probleem. De vraag is of men bereid is voldoende te investeren in verdere ontwikkeling van de GaAs technologie. Het militaire aspekt van de ongevoeligheid voor radio-actieve straling zou hierin nog wel eens een belangrijke rol kunnen spelen.

3. <u>GaAs MESFET technologie</u>

De opbouw van een MESFET is geschetst in Fig. 1.

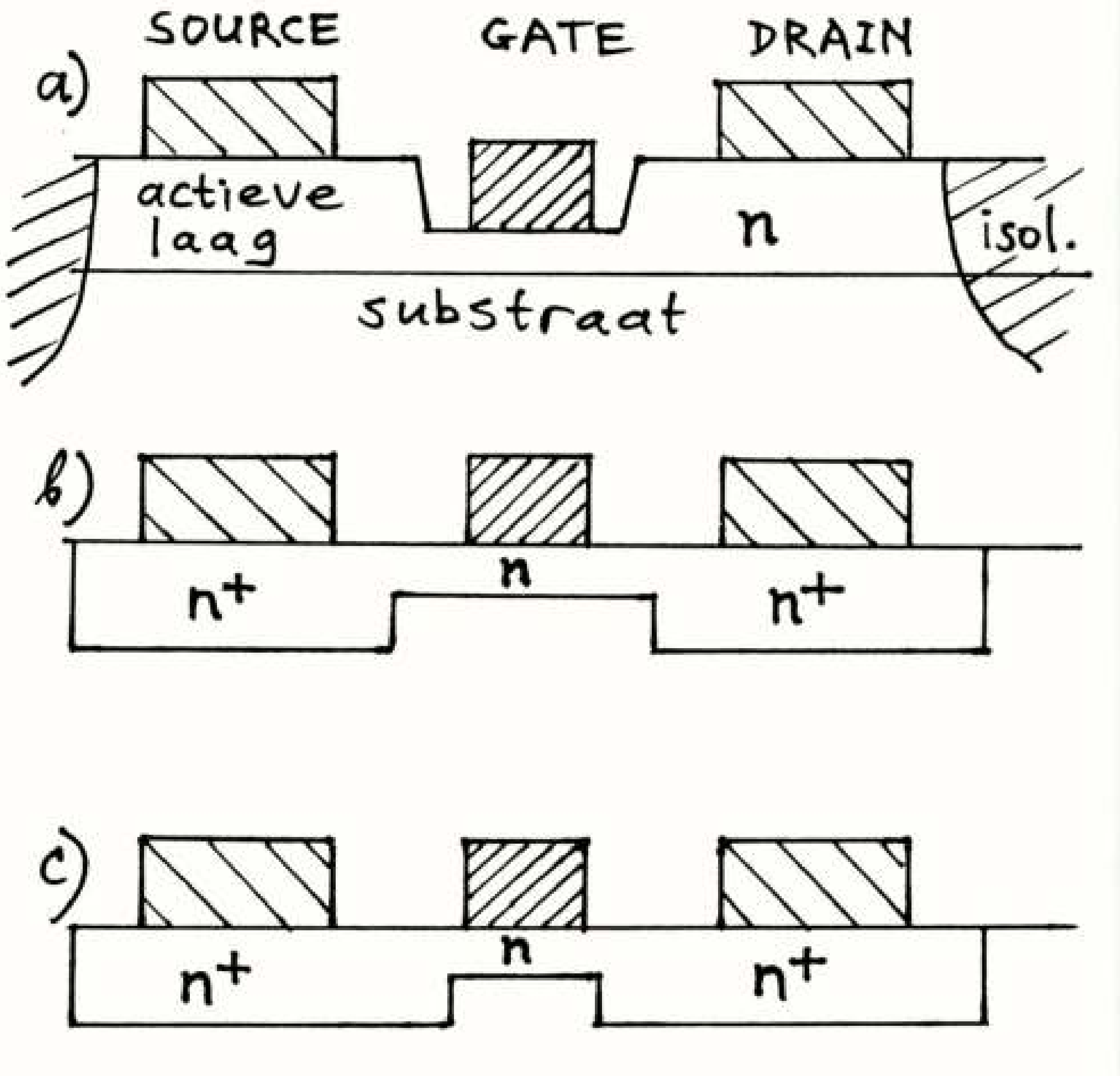


Fig. 1: GaAs MESFET
a. Recessed Gate
b. Selective Implantation
c. Self-Aligned Gate

De electronenstroom van Source naar Drain wordt bestuurd door de Gate, die in dit geval met het er onder liggende kanaal een Schottky-diode vormt. Onder de Gate ontstaat een depletiegebied, dat zich uitbreidt naarmate de Gate-spanning negatiever wordt. Bij voldoend negatieve spanning tussen Gate en Source (de drempelspanning VT) bereikt het depletiegebied de onderkant van de actieve laag en wordt de stroom afgeknepen. De VT hangt af van het dopingprofiel en de dikte van het kanaal. Voor een zo groot mogelijke steilheid van de FET moeten de parasitaire (of extrinsieke) weerstanden tussen Source en kanaal, resp. Drain en kanaal zo klein mogelijk zijn. Vooral de parasitaire sourceweerstand is belangrijk, omdat deze een tegenkoppeling veroorzaakt, die de effectieve steilheid vermindert.

In Fig. 1 zijn drie manieren aangegeven om een lage parasitaire weerstand te bereiken. In Fig. 1a gaat men uit van een substraat met een relatief dikke actieve laag over het gehele oppervlak, verkregen door implantatie van Si donor-atomen. Dit laatste geschiedt door in een hoogspanningsveld versnelde Si-ionen in het substraat te schieten. Om het daarbij beschadigde kristalrooster te herstellen is een uitgloeiproces bij ca. 820 graden Celcius nodig. Het kanaal wordt daarna verkregen door etsing tot de vereiste kleinere dikte. In de zo ontstane holte ("recess") wordt het Gate-metaal opgedampt. De parasitaire weerstand is klein doordat de laag tussen Source en kanaal dik is. De isolatie tussen de transistoren wordt verkregen door een afzonderlijke implantatie, bijv. met Borium ionen.

Bij de methode volgens Fig. 1b werkt men met aparte implantaties voor kanaal (n) en extrinsiek gebied (n+). Het nadeel is hierbij echter, dat men rekening moet houden met uitricht-toleranties van de maskers, gebruikt resp. voor de implantatie en later voor het aanbrengen van het Gate-metaal (de Gate-lengte is meestal kleiner dan 1 micron!). Hierdoor steekt de kanaalimplantatie uit buiten de Gate, dus buiten het intrinsieke kanaal, en levert een aanzienlijke bijdrage tot de extrinsieke weerstand.

In het meest recente "Self-Aligned Gate" proces volgens Fig. 1c wordt eerst de Gate geformeerd. Deze wordt daarna als masker gebruikt voor de implantatie, waardoor uitrichttoleranties vermeden worden. Het probleem hierbij is echter, dat het Gate-metaal, behalve dat het geschikt moet zijn om een goede Schottky-diode te vormen, bovendien bestand moet zijn tegen de hoge uitgloeitemperatuur. Tot nog toe zijn hiervoor dan ook Wolfraam verbindingen gebruikt.

Men kan twee typen MESFET's onderscheiden, n.l. "Normally-on" (N-on) en "Normally-off" (N-off), bepaald door de waarde van de drempelspanning VT. "Normally" staat hier voor een Gate-Source spanning VGS=0. Een N-off FET trekt dus geen stroom bij VGS=0. Zie Fig. 2. Andere benamingen zijn D-MESFET voor N-on en E-MESFET voor N-off, waarbij D staat voor "Depletion" en E voor "Enhancement". Een D-MESFET heeft in IC-processen een VT-waarde tussen -2 en -0.5 V, een E-MESFET tussen +0.05 en +0.3 V. Beide typen zijn uitstuurbaar tot een VGS van 0.6 à 0.7 V. Daarboven gaat de Schottky-diode stroom trekken.

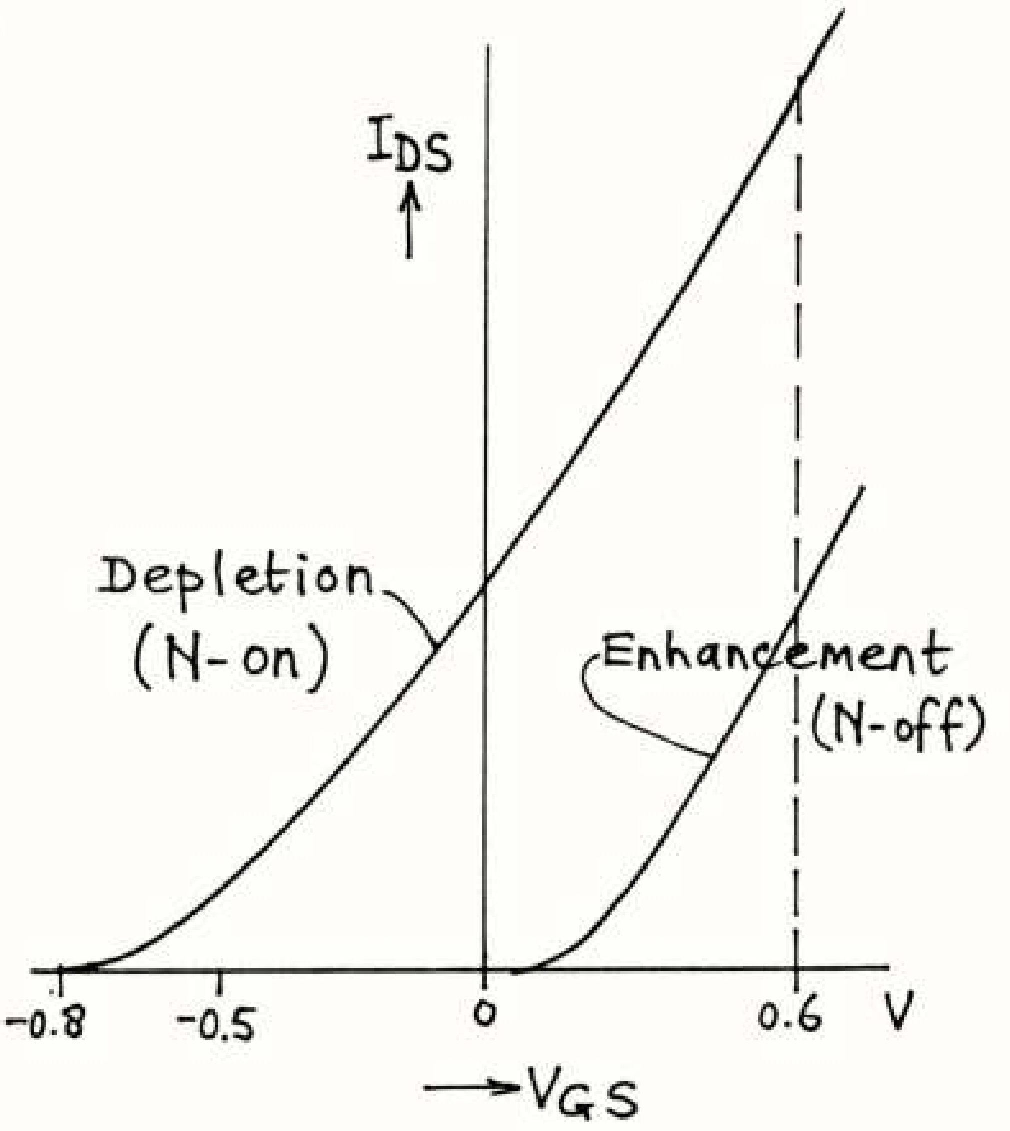


Fig. 2: IDS-VGS karakteristieken D- en E-MESFET

Een N-off FET is moeilijker te maken dan een N-on FET. Door de geringere kanaaldikte worden hogere eisen gesteld aan de procesbeheersing om voldoend lage VT-spreiding te bereiken. Het is dan ook niet verwonderlijk, dat de eerste generatie GaAs IC's uitsluitend gebruik maakte van N-on FET's. Het meest gebruikte circuit voor digitale schakelingen was de "Buffered Fet Logic" (BFL). Zie Fig. 3a. Een BFL-poort vereist een niveauverschuivingstrap om de Gate-spanning voor de volgende trap weer negatief te maken. Er zijn dan twee voedingsspanningen nodig. Al naar gelang de VT-waarde worden 2 of 3 verschuivingsdiodes toegepast. Het nadeel van de BFL-poort is de hoge vermogensdissipatie, maar doordat de verschuivingstrap tevens als buffer fungeert is de Fan-Out-gevoeligheid redelijk.

Iets minder gebruikelijk is de "Schottky-Diode FET Logic" (SDFL) volgens Fig. 3b. Deze schakeling dissipeert minder maar is ook iets minder snel.

Voor nog lagere dissipatie is men aangewezen op de N-off technologie. De grootste integratiegraad is bereikbaar met "Direct Coupled FET Logic" (DCFL, te vergelijken met N-MOS in Silicium). Zie Fig. 3c.

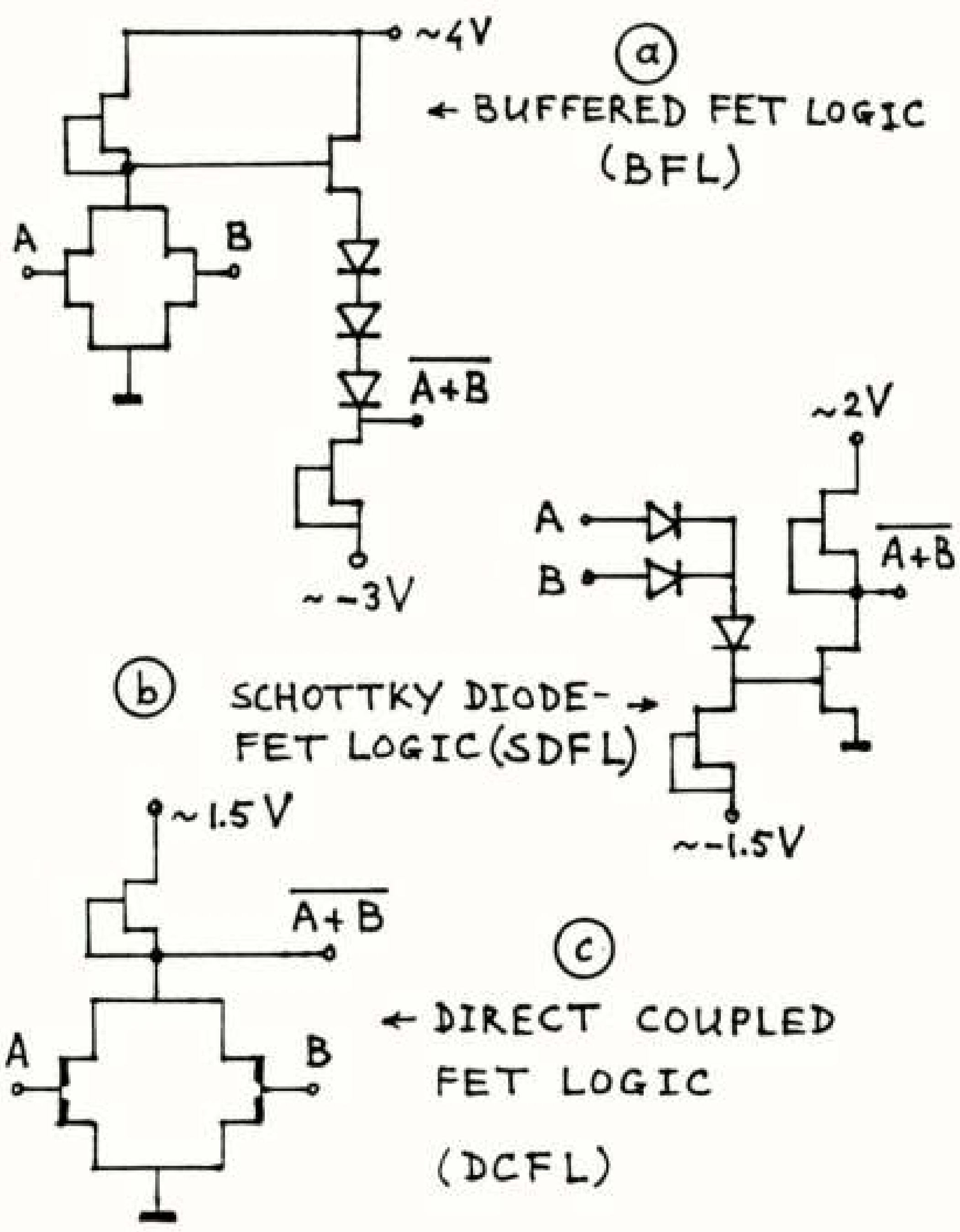


Fig. 3: Drie typen GaAs Logica a en b: Normally-on
c: Normally-off

Doordat de Sources van de schakeltransistoren de laagste potentiaal hebben, is geen verschuivingstrap nodig, en kan volstaan worden met slechts één voedingsspanning. Daar staat dan wel de grotere gevoeligheid voor Fan-Out (F.O.) tegenover. Soms zijn daarom toch buffers nodig. Andere nadelen van DCFL zijn de gevoeligheid voor VT-spreiding en de kleinere ruismarge.

Als tussenoplossing voor niet al te complexe circuits is bij APT gekozen voor "Source Coupled FET Logic" (SCFL), met gebruikmaking van N-off FET's. Deze techniek, in veel opzichten te vergelijken met ECL in Silicium, is gebaseerd op de elementaire inverter volgens Fig. 4. Door het gebruik van differentiële versterkers is de gevoeligheid voor VT-spreiding minder en de ruismarge groter dan bij DCFL. Doordat hoogfrekwente stromen door de differentiële werking voor een groot deel lokaal uitgebalanceerd worden ontstaan minder snel stoorsignalen op de voedingsspanning en in de aardverbindingen. Ook hier is slechts één voedingsspanning nodig, die bovendien gelijk kan zijn aan die voor Si-ECL circuits (-4.5 V), wat systeemtechnisch een voordeel kan zijn. De bereikbare snelheid is hoog, de F.O.-gevoeligheid redelijk, doordat ook hier verschuivingstrappen gebruikt worden, die als buffer werken. Doordat in één stroomtak verschillende logische niveaus (tot maximaal 3) gestapeld kunnen worden, is de gemiddelde dissipatie per effectieve logische functie redelijk.

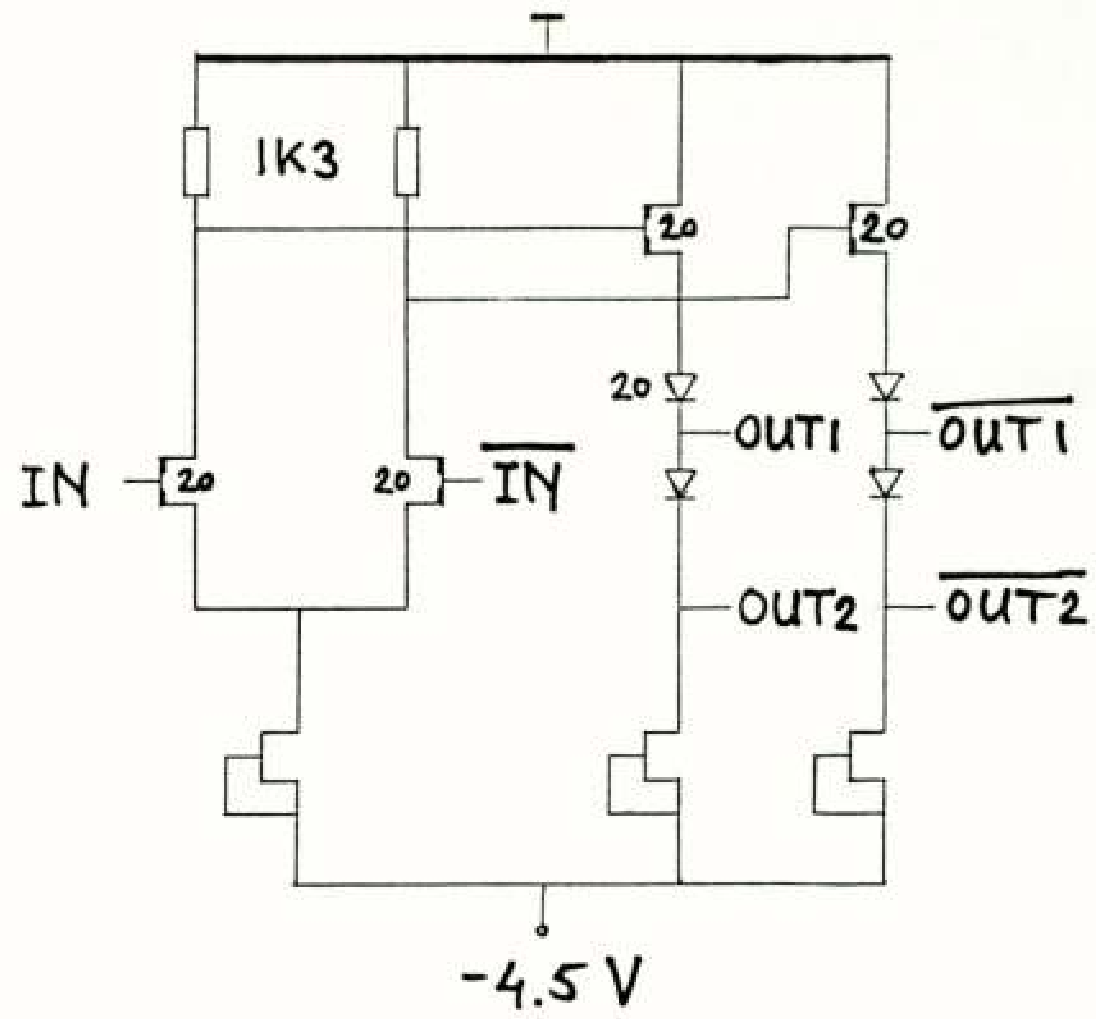


Fig. 4: SCFL Inverter
Schakeltransistoren zijn E-MESFET's
Breedte 20 micron

Stijg- en daaltijden voor de elementaire inverter volgens Fig. 4 zijn gegeven in Fig. 5. De propagatietijden zijn 40 à 50 procent lager, zodat men uitkomt op typische vertragingstijden in de orde van 50 ps voor een F.O. van 1.

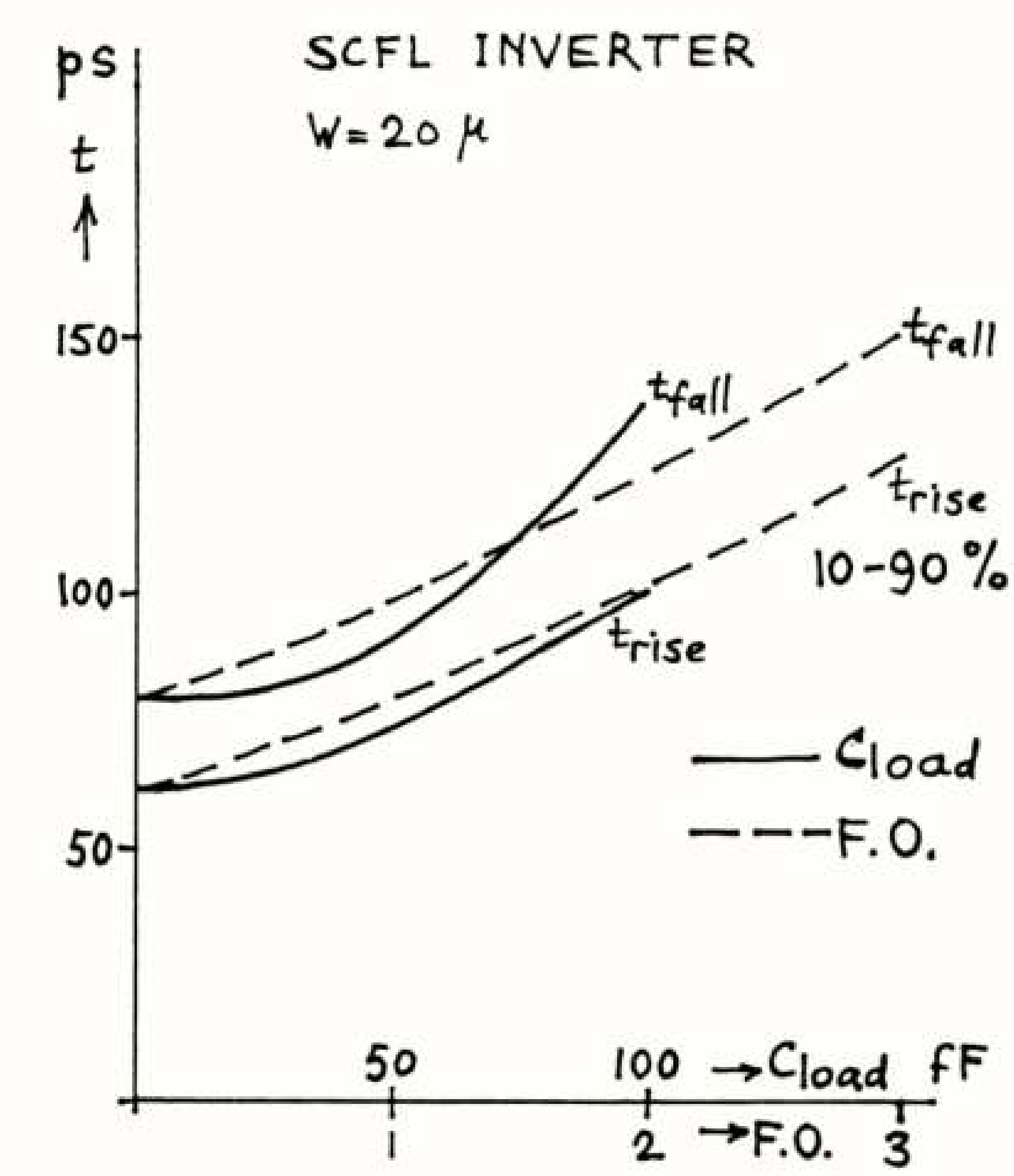


Fig. 5: Stijg- en daaltijden van de inverter in Fig. 4,
als functie van F.O. resp. capacitieve belasting

4. Voorbeelden van GaAs IC's

Met gebruikmaking van SCFL zijn bij APT een 4:1 multiplexer, een 1:4 demultiplexer en een laserdriver voor 2.8 Gbit/s gerealiseerd, in een N-off proces van LEP/RTC (Philips/Elcoma).

Het basisprincipe van de multiplexer is gegeven in Fig. 6. Er zijn 3 logische niveaus. De stroom, geleverd door een D-MESFET, wordt door een 4-fasen kloksignaal, afkomstig van een klokdeler, in de 2 onderste logische niveaus achtereenvolgens geschakeld naar de 4 kanalen op het bovenste niveau, waarvan de ingangssignalen gemultiplexed moeten worden. De multiplextrap wordt gevolgd door een uitgangsbuffer. De uitgangs-source-follower hiervan moet een grote stroom leveren om de vereiste uitgangsspanning van 0.8 V top-top over 50 Ohm te verkrijgen. Daarom is hiervoor een D-MESFET gekozen.

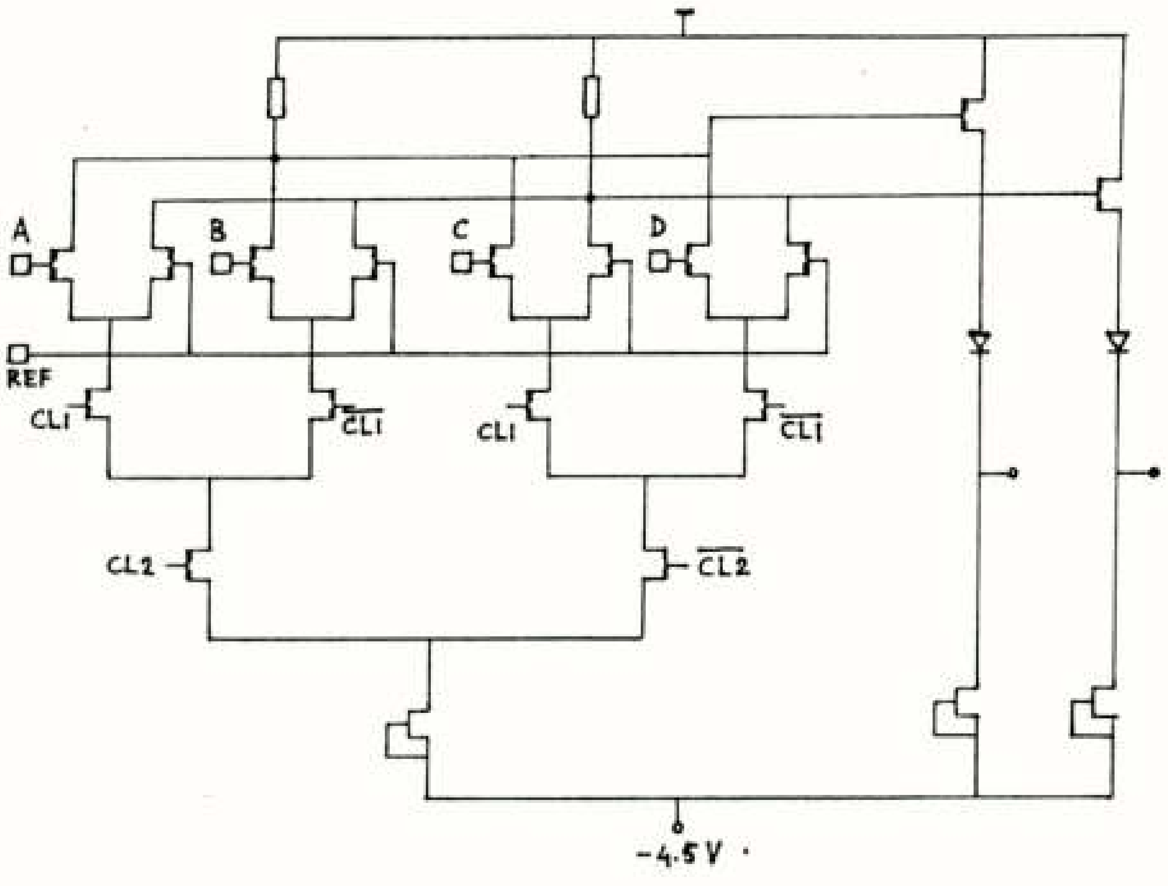


Fig. 6: Basisprincipe multiplexer

De omgekeerde bewerking in de demultiplexer geschiedt met behulp van een aantal latches (Fig. 7). Elk van de 4 kanalen heeft een ingangs- en een uitgangslatch. De ingangslatches worden parallel aangesloten op het hoogfrekwente ingangssignaal. Een 4-fasen kloksignaal, afkomstig van een 4-deler bestaande uit twee master-slave flip-flops, zorgt ervoor dat de bits achtereenvolgens verdeeld worden over de 4 ingangslatches. In de 4 uitgangslatches worden de laagfrekwente bits synchroon uitgeklokt.

Zowel de multiplexer als de demultiplexer zijn ECL-compatibel aan in- en uitgangen. De golfvormen van de uitgangssignalen, gemeten via een 12 dB verzwakker, zijn weergegeven in Fig. 8.

De afmetingen van de multiplex- en demultiplex-chip bedragen respectievelijk 1.5 x 1.5 mm en 2 x 2 mm. De multiplexer telt 91 FET's en 18 diodes, de demultiplexer 190 FET's en 34 diodes.

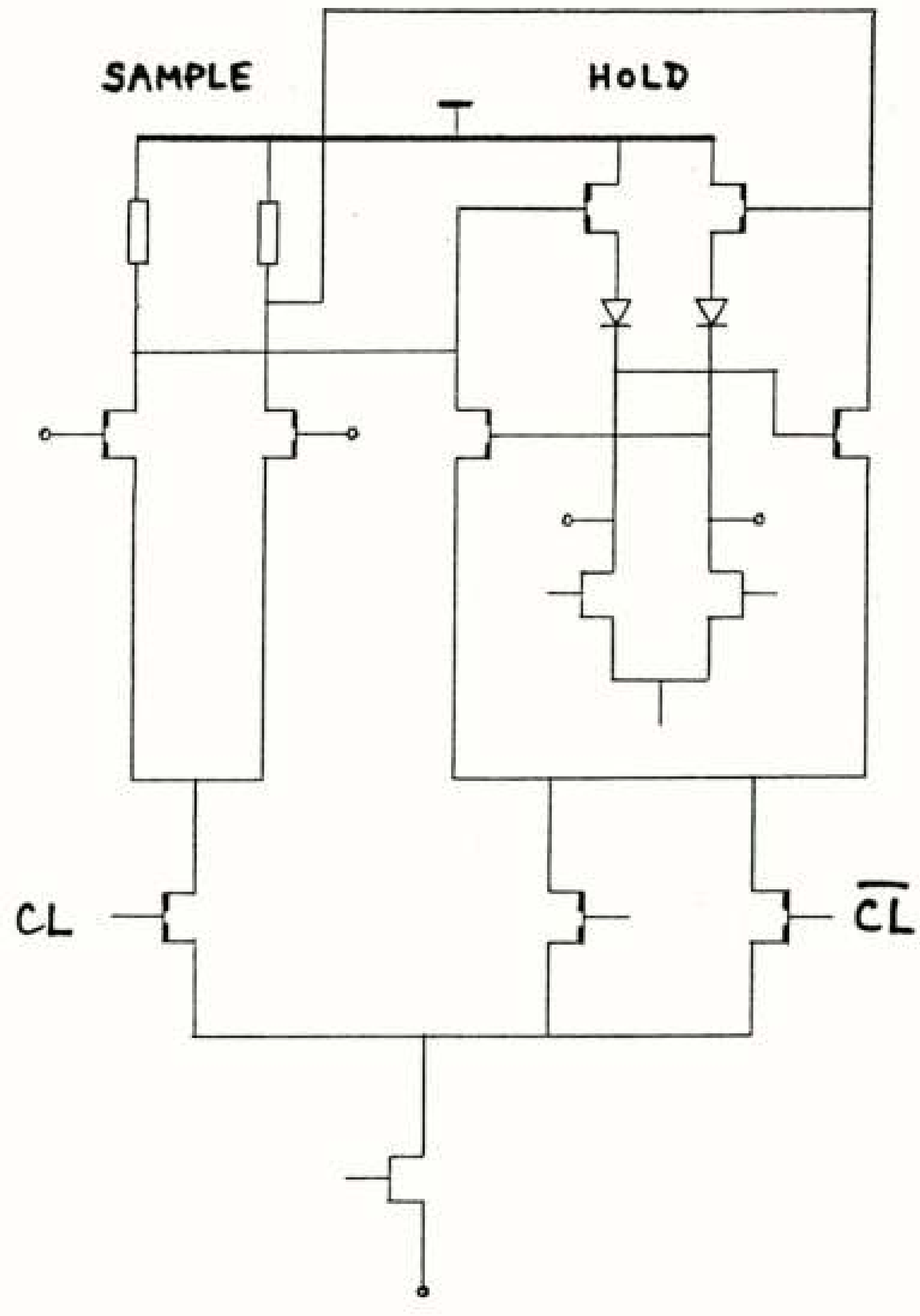


Fig. 7: Latch

De vermogensdissipaties zijn respectievelijk 300 mW voor de multiplexer (waarvan 80% in de uitgangsbuffers voor DATA en SYNC signalen), en 400 mW voor de demultiplexer (waarvan 60% in de uitgangsbuffers).

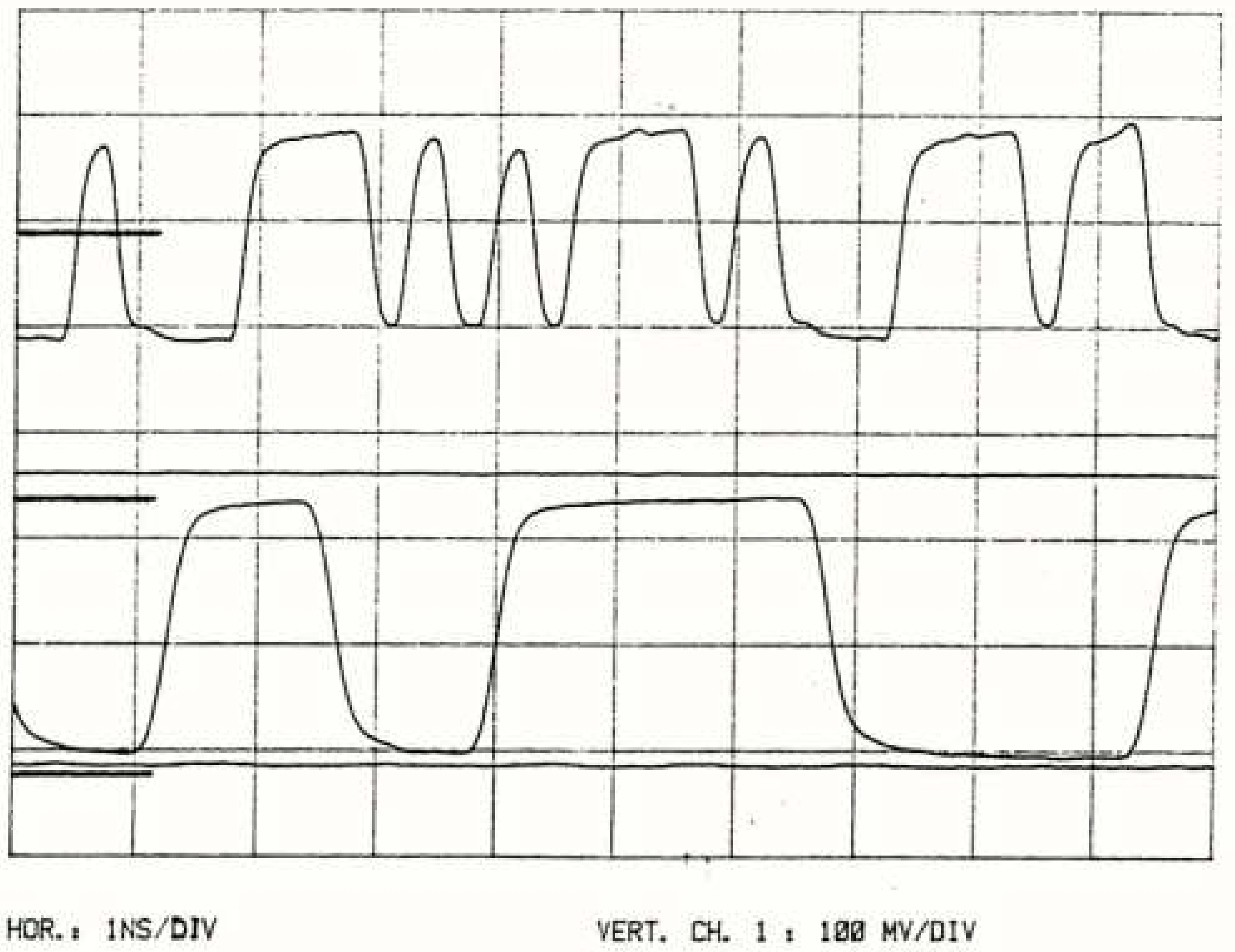


Fig. 8: DATA uitgangssignalen
Boven: Multiplexer, 2.8 Gbit/s
Onder: Demultiplexer, 0.7 Gbit/s

Literatuur:

R.C. Eden, B.M. Welch, R. Zucca, S.I. Long: The prospects for Ultrahigh-Speed VLSI GaAs Digital Logic
IEEE Journal of Solid State Circuits, April 1979

P.T. Greiling: High Speed Digital IC Performance Outlook
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March 1987

P.J.T Mellor: Gallium Arsenide Integrated Circuits for Telecommunications Systems
British Telecom Technol. Journal, October 1987

P.M. Solomon: A Comparison of Semiconductor Devices for High-Speed Logic
Proceedings of the IEEE, May 1982

Voordracht gehouden tijdens de 357[a]e werkvergadering.

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. L.C.A. van Berkel, Kleine Laan 13, 2271 AZ Voorburg.
Ir. J. Huizinga, Korvezeestraat 114, 2628 DE Delft.
Ing. H.S. van Leerdam, M. van Nimwegenpad 46, 3813 CL Amersfoort.
Ir. H. van Noort, Akeleistraat 2, 2803 SP Gouda.
Ir. R.H.J.M. Plompen, Marsmanhove 198, 2726 CT Zoetermeer.

Nieuwe leden

Ir. A.M.J. van Amelsfort, Harmoniepolder 62, 5235 TL 's-Hertogenbosch.
Ir. K. Fischer, Hoogstraat 39, 1381 VT Weesp.

Nieuwe adressen van leden

Ir. T. Bergmans, Boymansstraat 32, 6471 VE Eygelshoven (L).
Ir. J.C.Bernouw, Beatrixstraat 19, 2991 BA Barendrecht.
R. Decossaux, Maison 36, Merkholtz 9670, Luxemburg.
Ir. A.P. Dekker, Urkupillintie 7H77, 00420 Helsinki 42, Finland.
Ir. C.J. Dijst, Oosterpad 6, 1402 ND Bussum.
Ir. P.J. Haubrich, 151-7 Takinoue Naka-Ku 231, Yokohama, Japan.
Ir. H.T. Hildering, Dunolaan 29, 6865 VB Doorwerth.
Ir. C. Kamminga, Nieuwe Plantage 87, 2611 XM Delft.
Ing. J.A. Kegel, Sankt Hans Gränd 3c/2, 22242 Lund, Zweden.
Dr.ir. K.B. Klaassen, 7171 Anjou Creek Circle, San Jose, CA 95120, U.S.A.
Ir. J.W. Kolthof, Lepelaarstraat 16, 7557 PS Hengelo(O).
Ir. P.F.M. Smulders, Asberg 7, 5508 DC Veldhoven.
Prof. H. Sørbye, Steinhaugen 23, 7049 Trondheim, Noorwegen.
Ir. W.S. Oei, 14175 Saddle River Drive, Gaithersburg MD 20878 U.S.A.

Onder auspiciën van OPTEL te Nijmegen zal op 22 september a.s., in samenwerking met Spectra-Physics, EG & G en de K.U. Nijmegen, te Nijmegen een seminar georganiseerd worden betreffende industriële RAMAN en LIDAR applicaties.

Het seminar zal gericht zijn op industriële applicaties in o.a. de chemische en electronische industrie.

Hiertoe zijn een aantal sprekers uit de Nederlandse Industrie (SHELL, Philips, RIVM)en de universitaire wereld (TU Twente en KU Nijmegen) uitgenodigd, alsmede Prof.dr. G. Abstreiter van de Technische Universität München, die een overzichtpresentatie zal verzorgen.

In de twintiger jaren ontdekte de heer Raman dat verstrooid licht aan organische vloeistoffen frequenties bleek te bevatten die verschilden van het invallende licht.
Na herhaalde experimenten kwam hij tot de conclusie dat dit een fundamentele eigenschap van de materie betrof.
Het verschijnsel werd RAMAN-effect genoemd.

Met het beschikbaar komen van de laser beleefde de Raman spectroscopie een grote bloei en levert het Raman onderzoek een grote verscheidenheid aan informatie over structuren en moleculaire eigenschappen van zowel gassen, vloeistoffen als vaste stoffen.

RAMAN kunnen we derhalve omschrijven als een analyse-techniek voor het detecteren en identificeren van verschillende componenten in homogene en heterogene monsters, met veelal als belangrijk voordeel de mogelijkheid de monsters in lucht of in een beschermde atmosfeer, of zelfs binnen transparante media te onderzoeken.

Door de opmerkelijke resultaten, te behalen met Raman spectroscopie, wordt deze techniek meer en meer industrieel toegepast.

Voor verdere informatie omtrent dit seminar kunt U contact opnemen met:

OPTEL/KUN
Toernooiveld
6525 ED NIJMEGEN

Telefoon: tot 1 juli a.s. 080 - 612581 (Drs. R.C.G.M. Smetsers)
ná 1 juli a.s. 080 - 612575 (Dr. H.J.A. Bluyssen)
080 - 613065 (Mevr. G.A.M. van Heugten)

Wegens grote belangstelling
K.U. NIJMEGEN START DERDE CURSUS OPTICA EN LASERS

Bij het centrum voor OPToelektronische En Lasertoepassingen, OPTEL, gevestigd binnen de Katholieke Universiteit Nijmegen, gaat in het najaar 1988 de derde cursus "Optica en Lasers 88" van start.
OPTEL, een gezamenlijk initiatief van de Katholieke Universiteit Nijmegen, Philips Nijmegen en de Gelderse Ontwikkelings Maatschappij, speelt met deze cursus in op de hoge vlucht die de toepassingen van optische methoden en technieken, en het gebruik van lasers daarbij, hebben genomen. De groei van deze marktsector zal, volgens ingewijden, in het komende decennium mogelijk die van de computerbranche evenaren.
In het voorjaar van 1987 is een uitgebreide cursus van start gegaan. De cursus, bestemd voor HTS-ers en mensen met een gelijkwaardig opleidingsniveau, legt enerzijds een stevige theoretische basis op het gebied van optica en laserfysica en verschaft anderzijds inzicht omtrent de praktische toepasbaarheid van lasers en andere geavanceerde optische systemen. Dankzij de grote belangstelling voor deze cursus werd deze in het najaar van 1987 herhaald en is er besloten om dit nogmaals in het najaar van 1988 te doen.

De 50-urige cursus bestaat uit hoor- en werkcolleges, demonstraties en voordrachten over speciale onderwerpen. De deelnemers krijgen een theoretische basis van de optica en de laserfysica, alsmede een beeld van de praktische toepasbaarheid. Omdat OPTEL voor de lessen een beroep kan doen op de faciliteiten van de Nijmeegse Universiteit, beschikt het over veel demonstratiemateriaal en ervaren onderwijs-deskundigen.
De cursus duurt van 30 september t/m 16 december 1988 en wordt op vrijdagen gegeven. De kosten bedragen ƒ 3.280,--, inclusief lesmateriaal, exclusief BTW, per persoon. Op 31 augustus sluit de inschrijving.

Inschrijfformulieren zijn aan te vragen bij:

OPTEL
Faculteit der Wiskunde en
Natuurwetenschappen
Toernooiveld
6525 ED NIJMEGEN

Voor nadere informatie kan men terecht bij Drs. R. Smetsers (tel. 080 - 612581)of bij Dr. H.J.A. Bluyssen (tel. 080 - 612575/613065)

Conferentieaankondigingen

3th International Conference on Power electronics and variable-speed drives. London, Savoy Place, 13-15 July 1988. 1)

ECOC 88. 14th European conference on optical communication. Brighton centre, Brighton, UK; 11-15 September 1988. 1)

Esscirc 88. 14th European Solid-State Circuits Conference. University of Manchester, Institute of Science and Technology. 21-23 September 1988. Contactadres: Dr. Peter J. Hicks, Department of Electrical Engineering and Electronics, PO Box 88, Manchester M60 1QD UK. Tel.061 236 3311 ext. 2035.

ETG-Fachtagung, Elektrische Stell und Positioneerantriebe 9-10 Maart 1989. Augsburg 2)

GME Fachtagung, Microelektronik 13-15 Maart 1989 Baden-Baden 2)

Second IEE conference on Telecommunications, University of York, 2-5 April 1989 1)

Sixth International conference on Antennas and Propagation ICAP 89. University of Warwick UK, 4-8 April 1989 1)

ITG-Fachtagung. Stochastische Modelle und Methoden in der Informationstechnik, 12-14 April 1989, Nürnberg 2)

SETSS 89, Seventh international conference on software, engineering for telecommunication switching systems; Bournemouth International Centre UK, 3-6 July 1989 1)

Third international conference on image processing and its application, University of Warwick UK, 18-20 July 1989 1)

ECCTD 89, European conference on circuit theory and design, University of Sussex, Brighton UK, 5-8 September 1989 1)

1) Contact adres: Conference Services IEE, Savoy Place, London WC2R OBL, UK.
Tel. 01-240 1871 Ext 222.

2) Contact adres: Verband Deutscher Electrotechniker (VDE), Stresemannallee 15, D-6000 Frankfurt am Main 70
Tel. 069 6308-0.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 53 nr. 3 - 1988

Druk: de Witte, Eindhoven.